



Universidad
de O'Higgins

**ESTRATEGIAS DE CONTROL DISTRIBUIDO DEL TIPO
EVENT-TRIGGERED Y SELF-TRIGGERED PARA EL CONTROL
INTRA-CLUSTER DEL CONVERTIDOR MODULAR MULTINIVEL**

RODRIGO ANDRÉS ZULOAGA MARTÍNEZ

TESIS PARA OPTAR AL GRADO DE
MAGÍSTER EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA,
MENCION ELÉCTRICA

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE
INGENIERO CIVIL ELÉCTRICO

PROFESOR GUÍA:
CLAUDIO DANILO BURGOS MELLADO

PROFESOR CO-GUÍA:
MANUEL DARÍO MARTÍNEZ GÓMEZ

MIEMBROS DE LA COMISIÓN:
DIEGO ALEJANDRO MUÑOZ CARPINTERO
ANDRÉS FELIPE MORA CASTRO

UNIVERSIDAD DE O'HIGGINS
DIRECCIÓN DE POSTGRADO
ESCUELA DE INGENIERÍA
MAGISTER EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA

RANCAGUA, CHILE
ENERO, 2026

Resumen

Este trabajo de tesis se centra en el desarrollo de estrategias de control distribuido para el balance de voltaje intracluster en el *Modular Multilevel Converter* (MMC, por sus siglas en inglés). Para ello, se proponen, analizan y validan en un entorno *Hardware-in-the-Loop* (HIL, por sus siglas en inglés) cuatro estrategias de control distribuido del tipo *Event-Triggered* (ET, por sus siglas en inglés) y *Self-Triggered* (ST, por sus siglas en inglés). Las estrategias propuestas se denominan Event-Triggered (ET₁), Event-Triggered Average (ET₂), Pseudo Self-Triggered (PST) y Self-Triggered Average (ST).

Estas estrategias son una alternativa a los métodos distribuidos tradicionales para el control del voltaje intracluster en el MMC. Dichos métodos emplean un enfoque distribuido basado en la teoría de consenso. En esta arquitectura de control, un *Central Controller* (CC, por sus siglas en inglés) se encarga de los objetivos de alto nivel, mientras que los *Local Controllers* (LC, por sus siglas en inglés) gestionan los de bajo nivel, donde ambos ejecutan sus algoritmos de control al mismo paso de tiempo del CC. En este enfoque de control, los LCs, ubicados en los submódulos del MMC, son responsables del control de voltaje intracluster. En este contexto, dado que la dinámica de estos voltajes es lenta, esta tarea de bajo nivel puede ejecutarse de forma asíncrona, lo cual permite a los LCs operar en instantes de tiempo distintos en relación al CC y usar el hardware de control de forma más eficiente. Esto representa una contribución novedosa que no ha sido reportada en las propuestas de la literatura para el control intracluster del MMC.

Aunque se han propuesto técnicas de control ET y ST para esta ejecución asíncrona, las propuestas identificadas en la literatura se han enfocado en sistemas multiagente con modelos dinámicos simplificados, así como en la gestión de microrredes, donde el control se aplica a la interacción entre diferentes fuentes distribuidas de energía eléctrica. Por ello, su implementación en el contexto de un MMC representa un desafío significativo para el diseño de estrategias de control distribuido. Ante este escenario, las estrategias propuestas en esta tesis buscan mejorar el desempeño de los LCs, siendo su objetivo reducir la cantidad de actualizaciones de control, limitar el uso de información de voltaje (intercambiado entre los LCs) de otros submódulos y disminuir la dependencia de mediciones locales. Esta reducción de requisitos contribuye directamente a disminuir la carga computacional de los LC, lo que favorece una implementación más eficiente y escalable. Para garantizar su robustez, cada uno

de los desarrollos presentados en esta tesis se fundamenta en un riguroso análisis teórico que incluye una demostración de estabilidad global basada en el enfoque de Lyapunov, además, cada método propuesto es validado en [HIL](#).

Por consiguiente, para evaluar la efectividad de las estrategias de control distribuido propuestas, se realizaron simulaciones [HIL](#) utilizando índices de desempeño específicamente diseñados para poder comparar los enfoques propuestos. Estos índices permiten cuantificar los resultados obtenidos desde la perspectiva de cada *LC*, considerando: (i) la cantidad de actualizaciones de la acción de control local. (ii) las actualizaciones de voltajes de otros *LC*s recibidas a través de la red de comunicación. (iii) las actualizaciones asociadas a la medición de voltaje local. La evaluación se llevó a cabo comparando las estrategias propuestas tanto con un enfoque de control distribuido tradicional basado en consenso como entre las propias propuestas. Finalmente, se discuten los aspectos clave para su implementación en hardware y software, lo que sienta las bases para su futura aplicación en sistemas de conversión de potencia.

Este trabajo lo dedico a mi familia.

Agradecimientos

Agradecimientos al Proyecto ANID/FONDEQUIP/EQM230041, al Proyecto ANID/FONDECYT de Iniciación/11220989 y al Proyecto ANID/FONDECYT Regular/1251306 de la Agencia nacional de investigación y desarrollo.

Deseo expresar mi más profundo agradecimiento a mi profesor guía, el Dr. Claudio Burgos, por el invaluable apoyo y la orientación constante brindada a lo largo de este proyecto (y de la carrera). Su dedicación y soporte integral fueron fundamentales para la realización de este trabajo. Sin su experticia y guía, el correcto desarrollo y el abordaje exhaustivo de la investigación no habrían sido posibles. También, me gustaría expresar mis agradecimientos a mi profesor co-guía, el Dr. Manuel Martínez por la orientación constante durante el desarrollo de la tesis.

Tabla de Contenido

1. Introducción	1
1.1. Estado del Arte	4
1.2. Convertidores Modulares Multiniveles en Cascada	4
1.3. Esquemas de Control Centralizado y Distribuido en MMCCs	7
1.3.1. Control Centralizado en MMCC	7
1.3.2. Control Distribuido en MMCC	7
1.4. Estado del Arte de Control Distribuido para MMCCS	9
1.4.1. Control Distribuido en MMC	9
1.4.2. Control Distribuido en CHB	11
1.4.3. Control Distribuido en M3C	12
1.5. Enfoque de Control Distribuido del Tipo ET y ST	12
1.5.1. Estado del Arte de Control Distribuido ET y ST en Microrredes . . .	13
1.5.2. Extensiones y Desarrollos Recientes en Estrategias Event-Triggered .	14
1.6. Contribución de Tesis	16
1.6.1. Hipótesis	16
1.6.2. Objetivo General	17
1.6.3. Objetivos Específicos	17
1.6.4. Metodología General de la Tesis	18

1.6.5.	Novedad de la Tesis	20
1.6.6.	Estructura de la Tesis	21
2.	Marco Teórico	22
2.1.	Convertidor Modular Multinivel (MMC)	22
2.2.	Esquema de Control Distribuido para MMC	24
2.2.1.	Modelado del MMC	25
2.3.	Sistemas Multi-Agente (MAS)	29
2.3.1.	Características de los MAS	29
2.3.2.	Modelado Matemático de un MAS	30
2.3.3.	Protocolo de Consenso	32
2.3.4.	Protocolo de Consenso del Tipo Event-Triggered (ET)	34
2.3.5.	Protocolo de Consenso del Tipo Self-Triggered (ST)	35
2.4.	Técnica Hardware-in-the-Loop (HIL)	38
3.	Propuestas de Sistemas de Control Distribuido	40
3.1.	Formulación de la Dinámica de los <i>SM</i> para el Control Intracluster	41
3.2.	Propuesta Event-Triggered (ET ₁)	44
3.2.1.	Diseño de ETC	45
3.2.2.	Implementación	48
3.2.3.	Análisis de Estabilidad	50
3.3.	Propuesta Event-Triggered Average (ET ₂)	55
3.3.1.	Diseño de ETC	56
3.3.2.	Implementación	57
3.3.3.	Análisis de Estabilidad	58
3.4.	Propuesta Pseudo Self-Triggered (PST)	61

3.4.1.	Diseño de ETC	63
3.4.2.	Implementación	66
3.4.3.	Análisis de Estabilidad	68
3.5.	Propuesta Self-Triggered Average (ST)	71
3.5.1.	Diseño de ETC	73
3.5.2.	Implementación	76
3.5.3.	Análisis de Estabilidad	77
3.6.	Resumen Comparativo de las Estrategias Propuestas	81
3.7.	Indices de Desempeños Propuestos	82
3.8.	Análisis de la Función $limh(t_c)$ para la Cota de Triggering	84
3.9.	Consideraciones para la Implementación de las Técnicas de Control Distribu- das Propuestas	86
4.	Validación de las Propuestas en HIL	88
4.0.1.	Descripción de la Topología Considerada en la Tesis	88
4.0.2.	Plataforma HIL Utilizada	89
4.1.	Parámetros de los Controladores Propuestos	91
4.1.1.	Análisis de Sensibilidad del Parámetro gh para los Métodos Propuestos	92
4.2.	Desempeño del Filtro Pasa Bajos Utilizado	95
4.3.	Experimentos de Validación de las Propuestas	96
4.3.1.	Experimento 1	97
4.3.2.	Experimento 2	106
4.3.3.	Experimento 3	110
5.	Conclusiones y Perspectivas	119
5.1.	Síntesis del Trabajo Realizado	119

5.2. Conclusiones	120
5.2.1. Resultados Destacados	120
5.2.2. Ventajas y Limitaciones	121
5.3. Perspectiva	121
5.4. Trabajos Futuros	122
Apéndice A. Problema de Consenso en MAS	131
A.1. Estabilidad y Convergencia	131
Apéndice B. Casos de Disparo del LC	132
Apéndice C. Resultados Complementarios	133
C.1. Experimento 1	133
C.2. Experimento 3	135
Apéndice D. Artículos de Investigación Derivados de la Tesis	137

Índice de Tablas

1.1. Comparación de topologías de convertidores de la familia de los MMCCs [13].	5
1.2. Sub-categorías de control distribuido	9
2.1. Comparativa entre los enfoques ET y ST [47], [48].	38
2.2. Características principales de las técnicas RCP y P-HIL	39
3.1. Comparativa de las propuestas de control distribuido basadas en eventos. . .	81
4.1. Parámetros del MMC utilizados en la parte experimental.	89
4.2. Descripción de los parámetros utilizados en las propuestas de control.	91
4.3. Parámetros de las estrategias propuestas.	97
4.4. Comparación de los principales índices de desempeño de las estrategias propuestas.	105
4.5. Comparación de los errores relativos normalizados de las estrategias propuestas.	106
4.6. Parámetros de las estrategias propuestas.	107
4.7. Comparación de los principales índices de desempeño de las estrategias propuestas.	109
4.8. Comparación de los principales índices de desempeño de las estrategias propuestas.	118

Índice de Figuras

1.1. Familia de los MMCCs a)MMC. b)CHB. c)M3C. d)HxC. Referenciado de [12].	5
1.2. Tareas de control. Adaptado de [12].	6
1.3. Clasificación de esquemas de control en MMCCs. Adaptado de [12].	7
1.4. Control centralizado.	8
1.5. Control distribuido.	8
1.6. Metodología propuesta en el trabajo de tesis.	18
2.1. Topología de un MMC.	23
2.2. a) <i>SM</i> configuración HB. b) <i>SM</i> configuración FB.	23
2.3. Esquema de control distribuido para MMC.	24
2.4. Topología de un MMC equivalente.	25
2.5. Representación matricial del voltaje en los <i>SMs</i> superiores e inferiores.	26
2.6. <i>SM</i> genérico.	27
2.7. Esquema principales aplicaciones MAS. Adaptado de [36].	30
2.8. a) Esquema de un grafo dirigido. b) Esquema de un grafo no dirigido.	30
2.9. Esquema básico de protocolo de consenso en MAS.	33
2.10. Esquema básico de enfoque ET en MAS.	34
2.11. Esquema básico de enfoque ST en MAS.	36
2.12. Esquema básico de un sistema HIL de MMC.	39

3.1.	Esquema de control distribuido en el MMC.	41
3.2.	a) Representación paso de tiempo de los LC s. b) Representación paso de tiempos t_k de las propuestas.	44
3.3.	Estrategia ET_1 en un brazo genérico del MMC.	45
3.4.	Lógica de Trigger en la estrategia ET_1	46
3.5.	Tipos de disparos no deseados.	47
3.6.	Lógica de Trigger en la estrategia ET_2	56
3.7.	Estrategia PST en un brazo genérico del MMC.	62
3.8.	Lógica de Trigger en la estrategia PST.	63
3.9.	Estrategia ST en un brazo genérico del MMC.	72
3.10.	Lógica de Trigger en la estrategia ST.	73
3.11.	Métricas de eventos.	82
3.12.	Diagrama de bode de filtro H_r	87
4.1.	Topología del MMC utilizado en la tesis.	89
4.2.	Setup HIL.	90
4.3.	Esquema HIL.	91
4.4.	Análisis de sensibilidad de gh	93
4.5.	Análisis de sensibilidad de gh	93
4.6.	Análisis de sensibilidad de gh con diferentes valores de α	94
4.7.	Análisis de sensibilidad de gh	95
4.8.	Despeño de los filtros.	96
4.9.	Voltaje de los capacitores de los controladores propuestos a) ET_1 b) ET_2 c) PST d) ST.	98
4.10.	Instantes de disparos de los controladores propuestos a) ET_1 b) ET_2 c) PST d) ST.	100

4.11. Instantes de disparos de los controladores propuestos a) ET ₁ b) ET ₂ c) PST d) ST.	102
4.12. Instantes de disparos de los controladores propuestos a) ET ₁ b) ET ₂ c) PST d) ST.	104
4.13. Voltaje de los capacitores de los controladores propuestos a) ET ₁ b) ET ₂ c) PST d) ST.	108
4.14. Voltaje de los capacitores de los controladores propuestos a) ET ₁ b) ET ₂ c) PST d) ST.	111
4.15. Instantes de disparos de los controladores propuestos a) ET ₁ b) ET ₂ c) PST d) ST.	113
4.16. Instantes de disparos de los controladores propuestos a) ET ₁ b) ET ₂ c) PST d) ST.	115
4.17. Instantes de disparos de los controladores propuestos a) ET ₁ b) ET ₂ c) PST d) ST.	117
C.1. Instantes de disparos de los controladores propuestos a) ET ₁ b) ET ₂ c) PST d) ST.	134
C.2. Instantes de disparos de los controladores propuestos a) ET ₁ b) ET ₂ c) PST d) ST.	136

Glosario

LC Local Controller (Controlador Local)

SM Submodule (Submódulo)

AC Altern Current (Corriente Alterna)

ADP Adaptive Dynamic Programming (Programación Dinámica Adaptativa)

BJT Bipolar Junction Transistor (Transistor de Unión Bipolar)

CC Central Controller (Controlador Central)

CHB Cascaded H-bridge Converter (Convertidor Medio Puente en Cascada)

CPU Central Processing Unit (Unidad Central de Procesamiento)

CVB Capacitor Voltage Balancing (Balance de Voltaje de Capacitor)

DC Direct Current (Corriente Continua)

DC-Link Direct Current-Link (Enlace de Corriente Directa)

eHS Electric Hardware Solver (Solucionador de Hardware Eléctrico)

ET Event-Triggered (Control basado en Eventos)

ET MPC Event Triggered Model Predictive Control (Control Modelo Predictivo Activado por Eventos)

ETC Event Triggering Condition (Condición de Activación de Evento)

FB Full-Bridge (Completo Puente)

FPGA Field Programmable Gate Array (Matriz de Puertas Programables en Campo)

HB Half-Bridge (Medio Puente)

HIL Hardware-in-the-Loop (Hardware en el Lazo)

HVDC High Voltage Direct Current (Corriente Continua de Alta Tensión)

HxC Hexverter Converter (Convertidor Hexadecimal)

ICB Intercluster Balancing (Balance Entre Cluster)

IGBT Insulated Gate Bipolar Transistor (Transistor Bipolar de Puerta Aislada)

Imperix Empresa que desarrolla soluciones para simulación en RT y técnica HIL

LPF Low Pass Filter (Filtro Pasabajos)

LS-PWM Level Shidted Pulse Wide Modulation (Modulación Ancho de Pulso con Desplazamiento de Nivel)

M3C Modular Multilevel Matrix Converter (Convertidor de Matriz Modular Multinivel)

MAS Multiagent Systems (Sistemas Multiagentes)

MG Micro Grid (Micro Red)

MIMO Multiple-Input Multiple-Output (Múltiples-Entradas Múltiples-Salidas)

ML Machine Learning (Aprendizaje de Máquina)

MMC Modular Multilevel Converter (Convertidor Modular Multinivel)

MMCC Modular Multilevel Cascade Converter (Convertidor en Cascada Modular Multinivel)

MOSFET Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor (Transistor de Efecto de Campo de Semiconductor de Óxido Metálico)

MPC Model Predictive Control (Control Modelo Predictivo)

NLC Nearest Level Control (Control de Nivel más Cercano)

Opal RT Empresa que desarrolla soluciones para simulación en RT y técnica HIL

P-HIL Power Hardware in the Loop (Hardware de Potencia en el lazo)

PLECS Piecewise Linear Electrical Circuit Simulation (Simulación de Circuitos Eléctricos por Partes Lineales)

-
- Plexims** Empresa que desarrolla soluciones para simulación en RT y técnica HIL
- PS-PWM** Phase Shifted Pulse Wide Modulation (Modulación Ancho de Pulso por Desplazamiento de Fase)
- PST** Pseude Self-Triggered (Control basado en pseudo Auto-Eventos)
- PWM** Pulse Wide Modulation (Modulación Ancho de Pulso)
- RCP** Rapid Control Prototyping (Prototipado de Control Rapido)
- RL** Reinforcement Learning (Aprendizaje Reforzado)
- RT** Real-Time Simulation (Simulación en Tiempo Real)
- RTDS** Empresa que desarrolla soluciones para simulación en RT y técnica HIL
- ST** Self-Triggered (Control Auto-Evento)
- STATCOM** Static Synchronous Compensator (Compensador Síncrono Estático)
- THD** Total Harmonic Distorsion (Distorsión Armónica Total)
- Typhoon HIL** Empresa que desarrolla soluciones para simulación en RT y técnica HIL

Capítulo 1

Introducción

Introducción del Capítulo

El presente capítulo constituye un marco introductorio de la investigación. En él se revisan las topologías representativas de la familia de los *Modular Multilevel Cascaded Converters* (MMCCs, por sus siglas en inglés), junto con los principales esquemas de control, tanto centralizados como distribuidos. Asimismo, se aborda el estado del arte en técnicas de control distribuido aplicadas a MMCCs, como también en los enfoques de control del tipo *Event-Triggered* (ET) y *Self-Triggered* (ST). Luego de ello, se presentan la contribución, la hipótesis, los objetivos, la metodología y la novedad de la tesis, los cuales guían el desarrollo de los capítulos posteriores.

La energía eléctrica es un recurso esencial para el desarrollo económico y social. En las últimas décadas, el uso de fuentes renovables ha crecido significativamente debido al aumento en la demanda energética, los avances tecnológicos y la necesidad de mitigar los efectos del cambio climático. Este cambio hacia fuentes de energías más sostenibles responde también a la urgencia de reducir los gases de efecto invernadero y a las limitaciones de los combustibles fósiles, tanto en costo como en disponibilidad [1], [2].

Chile, con sus condiciones geográficas únicas, se posiciona como un líder potencial en el desarrollo de energías renovables. El desierto de Atacama cuenta con recursos solares excepcionales, mientras que la Patagonia chilena ofrece un alto potencial para la energía eólica. En este contexto, el país ha establecido metas ambiciosas, proyectando que al menos el 70 % de su generación eléctrica provenga de fuentes renovables para el año 2050 [3].

Para la integración eficiente de las fuentes de energía al sistema eléctrico se requiere del uso de electrónica de potencia, la cual desempeña un papel fundamental. En particular, los convertidores de potencia permiten modificar las características de tensión y corriente según las necesidades específicas de cada aplicación. Estos equipos, basados en dispositivos

semiconductores como *Insulated Gate Bipolar Transistor* (IGBT, por sus siglas en inglés), *Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor* (MOSFET, por sus siglas en inglés) y *Bipolar Junction Transistor* (BJT, por sus siglas en inglés), se clasifican en cuatro tipos principales según el tipo de conversión que realizan: *Direct Current–Direct Current* (DC-DC, por sus siglas en inglés), *Alternating Current–Direct Current* (AC-DC, por sus siglas en inglés), *Direct Current–Alternating Current* (DC-AC, por sus siglas en inglés), y *Alternating Current–Alternating Current* (AC-AC, por sus siglas en inglés).

Para aplicaciones que requieren manejar media y alta tensión, la clasificación por tipo de conversión no es suficiente. En este escenario es donde, la arquitectura física del convertidor se vuelve un aspecto determinante. Dentro de estas topologías avanzadas, se encuentran los *Modular Multilevel Cascaded Converters* (MMCCs, por sus siglas en inglés) que destacan por su capacidad de operar a grandes niveles de tensiones. Su diseño se basa en la conexión en serie de múltiples módulos de potencias, denominados *Submodules* (*SMs*, por sus siglas en inglés), lo que permite dividir la alta tensión en niveles más pequeños y manejables, garantizando una gran escalabilidad.

Dentro de la familia de los MMCCs se encuentra el *Modular Multilevel Converter* (MMC, por sus siglas en inglés), el cual, es indispensable para la integración a gran escala de fuentes renovables. El MMC se caracteriza por su alta modularidad, su capacidad para manejar elevados niveles de tensión y su habilidad para generar señales de voltaje y corriente con baja distorsión armónica. Además, la conexión en serie de los *SMs* le confiere una excelente escalabilidad, adaptándose fácilmente a los requerimientos de diseño. Estas cualidades lo hacen especialmente adecuado para aplicaciones exigentes como *High-Voltage Direct Current* (HVDC, por sus siglas en inglés) [4].

Pese a sus múltiples ventajas técnicas, el MMC presenta desafíos en cuanto al control, cuando se utiliza en aplicaciones HVDC. Tradicionalmente, su sistema de control se ha basado en un enfoque centralizado, donde un *Central Controller* (CC, por sus siglas en inglés) es el encargado de procesar todas las mediciones y emitir las acciones de control [5]. Sin embargo, este enfoque de control presenta una gran vulnerabilidad ante fallas y limitaciones en términos de carga computacional, tiempos de respuesta y escalabilidad, entre otros. Como alternativa, han surgido enfoques de control distribuido, donde cada *Submodule* (*SM*, por sus siglas en inglés) incorpora un *Local Controller* (*LC*, por sus siglas en inglés) para asumir parte del procesamiento y tareas de control.

Bajo este esquema, el CC gestiona las tareas de alto nivel (lazos de control rápidos, con respuestas de control del orden de micro o milisegundos), como el control de corrientes y la regulación de voltajes en los puertos DC/AC. Por el contrario, los *LCs* se encargan de las tareas de bajo nivel (lazos de control lentos, con respuestas de control del orden de segundos), como el control de voltaje intracluster. Esta división de responsabilidades distribuye eficientemente la carga computacional entre los *LCs*, lo que no solo permite una mayor escalabilidad en el convertidor (en términos de control), sino que también aumenta la

robustez ante fallas, ya que el sistema puede continuar operando bajo cierto tipo de fallas. Como se mencionó, los *LCs* gestionan objetivos de bajo nivel, como el control de voltaje intracluster, que busca que todos los capacitores del MMC se mantengan regulados en un valor similar. Esta tarea ha sido abordada tradicionalmente mediante estrategias de control distribuido basadas en la teoría de consenso, las cuales suelen utilizar la técnica *Phase Shifted Pulse Wide Modulation* (PS-PWM, por sus siglas en inglés) y son la base de varios trabajos en la literatura [6], [7].

Dentro del control distribuido, los métodos basados en consenso reportados para el MMC asumen que los *LCs* ejecutan sus algoritmos de control a un mismo paso de tiempo del CC. Esto significa que tanto el CC como los *LCs* operan a la misma velocidad de ejecución que está dada por el paso de tiempo del CC. Si bien el CC se enfoca en tareas de alto nivel, los *LCs* gestionan tareas de bajo nivel que tienen dinámica lenta. Esta disparidad en la velocidad de las tareas es lo que hace que la sincronización entre el CC y los *LCs* resulte ineficiente. En efecto, los *LCs* son sobre utilizados, ya que gran parte de sus recursos computacionales se desperdician en la ejecución iterativa de un algoritmo que no requiere actualizaciones en cada paso de tiempo del CC. Este tiempo y capacidad de cómputo podrían ser aprovechados para otras tareas de control.

Aunque varios trabajos, como los de [6], [8], han explorado el control distribuido intracluster para la familia de los MMCCs, estos enfoques se han centrado principalmente en la implementación del algoritmo, sin abordar la reducción del esfuerzo computacional de los *LCs*. En paralelo, existen propuestas de control *Event-Triggered* (ET, por sus siglas en inglés) y *Self-Triggered* (ST, por sus siglas en inglés) aplicadas a otros sistemas de potencia (como el control de microrredes), en sistemas de comunicaciones y en el ámbito de la robótica. A pesar de la existencia de estas técnicas, se ha identificado una brecha significativa en la literatura (detallado en la sección estado de arte) en cuanto a su aplicación al control intracluster del MMC. Mas aún, a la fecha actual, solo hay un paper reportado en esta area que nació de este trabajo de tesis [9]. Esta tesis busca abordar dicho vacío al aplicar técnicas de control de eventos para mejorar el rendimiento de los *LCs*.

Para la validación de estas nuevas estrategias de control, se requieren herramientas avanzadas que permitan evaluar su desempeño antes de la implementación física. La creciente complejidad de los sistemas de conversión de potencia exige métodos robustos de análisis, entre los cuales la simulación en *Real-Time* (RT, por sus siglas en inglés) y el *Hardware-in-the-Loop* (HIL, por sus siglas en inglés) son fundamentales para probar estos sistemas de manera segura y eficiente [10]. La simulación en RT permite ejecutar modelos matemáticos, en este caso aplicados al área eléctrica, a una velocidad cercana al sistema real, lo que facilita la validación de estrategias de control en un entorno seguro. A diferencia de la simulación en RT, el HIL combina simulación y hardware físico, permitiendo evaluar la interacción entre software y equipo real sin riesgos para los dispositivos.

Por la discusión anterior, este trabajo se centrará en estudiar nuevos diseños de control

distribuido basado en eventos para el control de voltaje intracluster con aplicación en MMCs, contando con validación HIL en RT.

1.1. Estado del Arte

En esta sección, se presenta un panorama general de la familia de los MMCCs, explicando sus características clave y por qué han sido objeto de un extenso estudio en la investigación reciente. Se presentan sus principales topologías, con especial énfasis en el MMC, objeto de estudio de este trabajo, así como los principales esquemas de control utilizados para operar estos convertidores. Finalmente, se expone una revisión de la literatura centrada en las técnicas de control distribuido aplicadas a los MMCCs, así como en los enfoques de control basados en eventos del tipo ET y ST que han sido propuestos para otros sistemas eléctricos (recordar que estas técnicas han sido escasamente explorados en el MMC).

1.2. Convertidores Modulares Multiniveles en Cascada

En el campo de los convertidores de potencia, los MMCC se han consolidado como una solución avanzada para aplicaciones de media y alta tensión que demandan alta potencia, por sus características de elevada eficiencia energética y una alta calidad en la forma de onda de salida [11].

Una de las principales ventajas de estas topologías radica en su diseño modular, el cual se basa en el uso de múltiples *SMs* de baja potencia. Esta estructura permite distribuir la carga entre ellos, optimizando el desempeño del convertidor. Además, al emplear semiconductores de menor potencia, se reducen los costos de construcción y se mejora la confiabilidad del sistema, ya que cualquier *SM* que alcance el final de su vida útil puede ser reemplazado fácilmente, minimizando los tiempos de mantenimiento. Este enfoque, conocido como modularidad, proporciona escalabilidad y flexibilidad, facilitando la adaptación del convertidor a diferentes niveles de potencia y aplicaciones.

Otra ventaja clave de estas topologías es su capacidad para mantener un bajo contenido de THD. Esto se debe al uso de esquemas de PWM, donde los enfoques más utilizados incluyen técnicas como PS-PWM y LS-PWM, cuya selección depende de la disposición de la señal portadora en el sistema de modulación. Notar que esta tesis considera la técnica PS-PWM.

Dentro de las diversas topologías de convertidores de la familia MMCCs, las más estudiadas en la academia son el MMC, el *Cascaded Half-Bridge Converter* (CHB, por sus siglas en inglés), el *Modular Multilevel Matrix Converter* (M3C, por sus siglas en inglés) y el *Hex-*

verter Converter (HxC, por sus siglas en inglés) ejemplificadas en la Figura 1.1. Además, la Tabla 1.1 presenta una comparativa de estas topologías, detallando sus características clave relacionadas con la conversión, el enlace DC, las corrientes circulantes y sus características, así como sus principales aplicaciones.

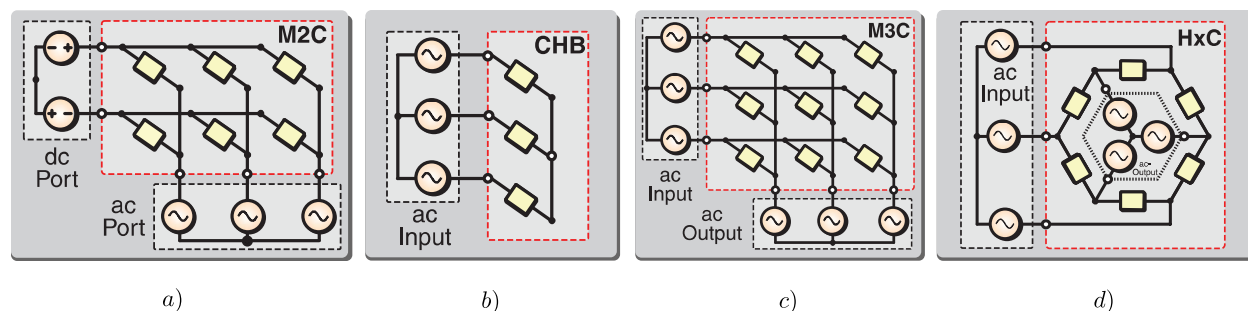


Figura 1.1: Familia de los MMCCs a)MMC. b)CHB. c)M3C. d)HxC. Referenciado de [12].

Tabla 1.1: Comparación de topologías de convertidores de la familia de los MMCCs [13].

	Característica	Aplicaciones
MMC	Se utiliza en conversión AC-AC mediante dos MMCs conectados a través de un DC-Link (pueden funcionar como rectificador/inversor). Se caracteriza por la presencia de dos corrientes circulantes. La operación del convertidor es apta en modo de frecuencia igual	Transmisión en sistemas HVDC y accionamientos de motores eléctricos.
CHB	Permite conversión bidireccional DC-AC o AC-DC. Se emplea como inversor en aplicaciones de energías renovables y como STATCOM para el intercambio de potencia reactiva (modo AC-AC). No presenta corrientes circulantes.	Dispositivos STATCOM y sistemas inversores en energías renovables (por ejemplo, integración PV-baterías o PV-red).
M3C	Topología de conversión directa AC-AC, sin la necesidad de un enlace DC-Link. Se caracteriza por la presencia de cuatro corrientes circulantes. La operación del convertidor es apta en modo de frecuencia diferente. Presenta capacidad de operación tolerante a fallas.	Accionamientos de motores y aplicaciones en energía eólica.
HxC	Topología de conversión directa AC-AC, sin DC-Link. Se diferencia por presentar únicamente una corriente circulante. Bajo números de componentes semiconductores.	Sistemas avanzados de control de motores en media tensión.

Como se detalla en la Tabla 1.1 las topologías de los MMCCs tienen como principal aplicación la integración de energía renovable al sistema eléctrico. Por ello, garantizar el correcto funcionamiento de los MMCC requiere implementar estrategias de control avanzadas. En la Figura 1.2 se muestran dos lazos fundamentales de control, uno correspondiente al lazo de voltaje de SM y el otro al lazo de corriente.

Con respecto al lazo de corriente, su función se orienta tanto a seguir una corriente externa de referencia (aplicación), debido a que los puertos de entrada y/o salida no son manipulables, como a regular las corrientes internas del convertidor. Estas corrientes internas, conocidas como corrientes circulantes, son las responsables de la carga y descarga de los capacitores. Este lazo se caracteriza por ser un control rápido, con tiempos de respuesta del orden de mili-micro segundos. En cuanto al lazo de voltaje, este se encarga de regular el nivel energético gestionado por los grupos de SM dentro de una misma fase y entre fases, se caracteriza por ser un lazo de control rápido del orden de mili-micro segundos pero por lo menos diez veces más lento que el lazo de control de corrientes con la finalidad de separar las dinámicas de control del convertidor. Notar que los lazos de control de voltaje y de control de corriente son lazos anidados, tal como se muestra en la Figura 1.2.

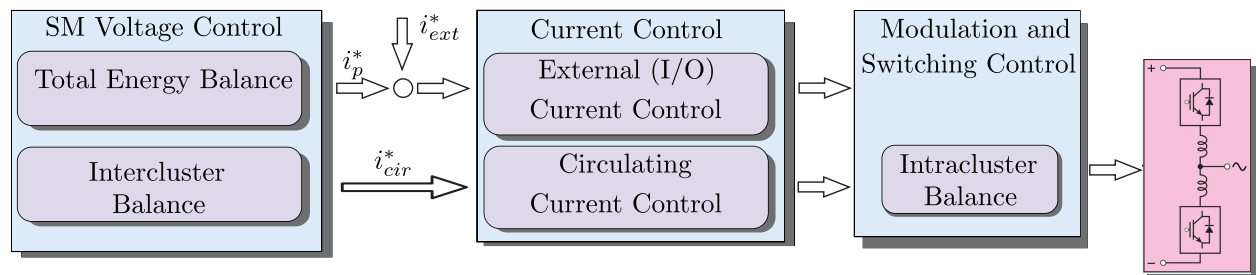


Figura 1.2: Tareas de control. Adaptado de [12].

Dicho lo anterior, en electrónica de potencia, controlar un convertidor implica, en esencia, decidir la conmutación de sus semiconductores. Por ello, una vez obtenida la referencia a partir de los lazos de control descritos anteriormente, es necesario traducirla a señales que el convertidor pueda interpretar, lo cual se lleva a cabo mediante el etapa de modulación. Dentro de esta etapa, una tarea clave es mantener el equilibrio de los voltajes en los capacitores de los SM , conocido como balance intracluster. Este control resulta esencial para asegurar una operación estable y una forma de onda de salida de calidad. Debido a la dinámica de carga y descarga generada por el flujo de corriente a través de los SMs , los voltajes de los capacitores pueden desviarse de su valor nominal; si este desequilibrio no se corrige, se vería comprometida tanto la calidad del voltaje de salida como el desempeño global del sistema. El control intracluster de voltaje se caracteriza por una dinámica lenta, con tiempos de respuesta que suelen estar en el orden de segundos [14]. Esta tesis se centrará en este lazo de control.

1.3. Esquemas de Control Centralizado y Distribuido en MMCCs

Una vez definidos los objetivos de control necesarios para que los convertidores operen adecuadamente en sus entornos de aplicación, se procede a describir los esquemas de control implementados en los MMCC para alcanzar dichas metas, orientadas a garantizar la estabilidad, la eficiencia y una respuesta dinámica del convertidor. En este contexto, se pueden distinguir dos arquitecturas principales de control, cada una con sus propias ventajas y desafíos: por un lado, el esquema centralizado, y por otro, el esquema distribuido. La Figura 1.3 ilustra estas dos aproximaciones, que serán detalladas a continuación.

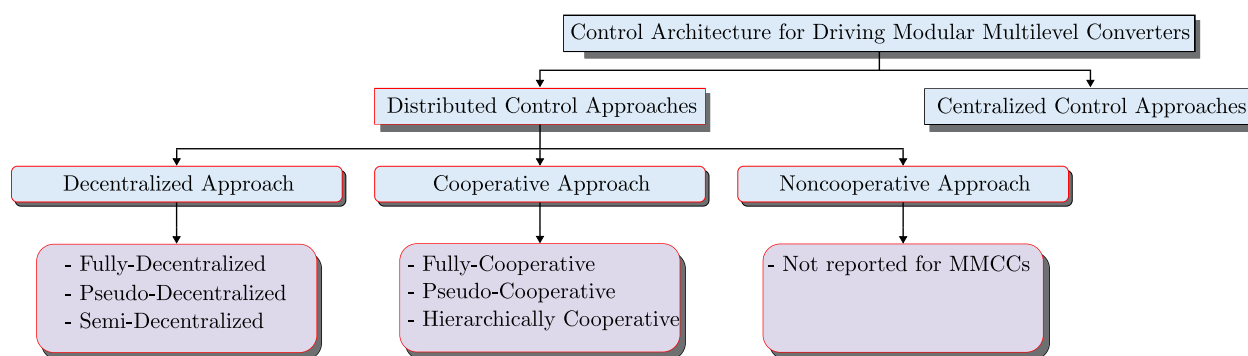


Figura 1.3: Clasificación de esquemas de control en MMCCs. Adaptado de [12].

A continuación se detallan los enfoques de control centralizado y control distribuido mostrados en la Figura 1.3.

1.3.1. Control Centralizado en MMCC

El enfoque de control centralizado que se basa en un único CC que gestiona todas las tareas de control. Este CC se encarga de recibir, procesar y enviar las acciones de control para cada uno de los (N) *SMs* del convertidor, lo que implica un alto consumo de recursos computacionales [5], [12]. La Figura 1.4 muestra la interacción bidireccional entre el CC y cada *SM*. En esta arquitectura, cada *SM* envía información al CC, este ejecuta los algoritmos de control y retorna a los *SMs* las señales de disparos para los semiconductores de cada *SM*.

1.3.2. Control Distribuido en MMCC

Por otro lado, a diferencia del enfoque centralizado, el control distribuido delega el procesamiento y tareas de control a múltiples *LCs*. Esta estrategia ha ganado atención por sus

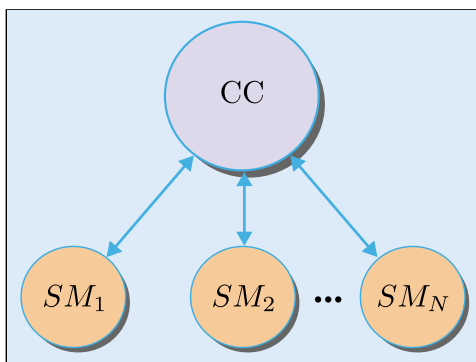


Figura 1.4: Control centralizado.

beneficios en sistemas a gran escala como el MMC, ya que los *LCs* interactúan entre sí para realizar tareas de control, intercambiando información bidireccionalmente sin la necesidad de comunicación con el CC [12]. La Figura 1.5 ilustra esta interacción entre los (N) *LCs*.

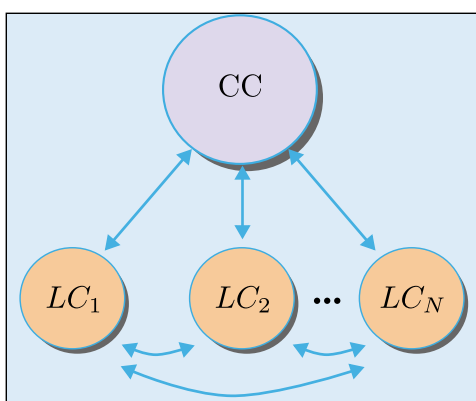


Figura 1.5: Control distribuido.

El enfoque de control distribuido ofrece una serie de ventajas sobre el enfoque de control centralizado, tales como:

- ◇ **Reducción de la carga computacional:** Al dividir las tareas entre varios *LC*, se disminuye la carga sobre un único procesador, mejorando la escalabilidad del sistema.
- ◇ **Mayor robustez:** En caso de fallos en uno de los controladores, el sistema puede continuar operando de manera parcial o adaptativa.
- ◇ **Reducción de la latencia de comunicación:** Al limitar la necesidad de enviar datos a un controlador central, se minimizan los retrasos y se mejora la respuesta dinámica del sistema.

Como se observa en la Figura 1.3, dentro de esta categoría se incluye una subcategoría que se detalla a continuación:

Tabla 1.2: Sub-categorías de control distribuido

	Descripción
Control Descentralizado	Cada subsistema toma decisiones de manera autónoma sin depender de un control central o comunicación activa con otros componentes. Este enfoque simplifica el diseño pero puede limitar el rendimiento global del sistema. Según el grado de descentralización, se pueden identificar distintos enfoques, incluyendo arquitecturas completamente descentralizadas, pseudo-descentralizadas y semi-descentralizadas.
Control Cooperativo	Los subsistemas interactúan mediante comunicación o intercambio de información, colaborando para alcanzar un objetivo común. Este enfoque mejora la eficiencia y la coordinación, aunque requiere recursos adicionales para la comunicación. Según el grado de cooperación, se pueden distinguir diferentes estrategias, incluyendo arquitecturas completamente cooperativas, pseudo-cooperativas y jerárquicas cooperativas.
Control No-Cooperativo	Aunque los subsistemas tienen autonomía, actúan en función de sus propios intereses sin colaboración directa con otros. Este enfoque puede ser útil en escenarios competitivos o con objetivos individuales, aunque puede generar conflictos o ineficiencias globales.

1.4. Estado del Arte de Control Distribuido para MMCCS

Hasta este punto se han descrito las tareas y esquemas de control propios de la familia de los MMCCs. Aunque el foco de esta tesis está en el control distribuido para el balance de voltaje intracluster del MMC, dada la limitada bibliografía específica sobre este tema, es que fue necesario ampliar la revisión bibliográfica hacia el control distribuido aplicado a las topologías de la familia de los MMCCs (MMC, CHB y M3C). Cabe destacar que, hasta la fecha, no se han reportado propuestas de control distribuido aplicadas al HxC.

1.4.1. Control Distribuido en MMC

En este contexto, la literatura ha explorado diversas estrategias. Un trabajo relevante presentado en [6], propone un esquema de control distribuido para el balance de voltaje de los capacitores en el MMC, basado en la teoría de consenso. La estrategia utiliza *LCs* que, de manera local, generan la modulación PS-PWM junto con un mecanismo de control

fundamentado en consenso. Este enfoque se distingue por la consideración de distintas topologías de comunicación entre los *LCs*, así como por el análisis detallado del parámetro de convergencia de los controladores, permitiendo una respuesta dinámica rápida. La propuesta cuenta con una validación experimental, demostrando un desempeño adecuado bajo diferentes velocidades de convergencia.

Otra propuesta relevante para abordar las limitaciones computacionales en el ámbito del balance de voltaje de los capacitores del MMC es la presentada en [15]. A diferencia de los métodos centralizados que requieren organizar los voltajes de todos los *SMs* de un brazo, este método divide los *SMs* en grupos. En cada grupo, se implementa un algoritmo de *sorting* que determina qué *SMs* deben encenderse o apagarse basándose en sus mediciones de voltaje individuales y la polaridad de la corriente del brazo. Adicionalmente, el esquema incorpora un control de lazo cerrado para asegurar el balance del voltaje promedio entre los diferentes grupos de *SMs*. Las simulaciones demuestran que este enfoque logra un rendimiento de balance de voltaje de los capacitores comparable al de los métodos centralizados, al tiempo que mejora la eficiencia computacional y preserva la redundancia del controlador.

Por otro lado, la propuesta [16], plantea un esquema para el balance de voltaje de los capacitores del MMC, donde cada brazo cuenta con un controlador responsable tanto de la modulación como el control de los voltajes de los capacitores. Para la modulación, se emplea la técnica *Nearest Level Control* (NLC, por sus siglas en inglés), la cual convierte la referencia proveniente del controlador global en una señal escalonada, cuyo número de niveles corresponde al número de *SMs* del convertidor. En cuanto al algoritmo de control de voltaje, se destaca una mejora significativa en eficiencia computacional frente a métodos de *sorting* tradicionales. Mientras que estos últimos requieren un orden de al menos $\mathcal{O}(N \log N)$ iteraciones, la propuesta del artículo logra el mismo objetivo con solo $\mathcal{O}(N)$ iteraciones. Esta reducción en la complejidad computacional se traduce en menores tiempos de procesamiento para el controlador.

Para superar los desafíos asociados con la alta velocidad de transferencia de datos y los retrasos de propagación, [17] propone un control distribuido jerárquico con el objetivo de reducir el flujo de datos. En este esquema, el CC calcula una referencia de voltaje idéntica para todos los *SMs*, mientras que la modulación y el balance de voltaje de los capacitores se realizan localmente en el controlador de cada *SM*. Como resultado, en cada instante de muestreo, solo se envían referencias de cuatro bytes desde el CC a los controladores de los *SMs*, y se reciben solo uno o dos bytes de vuelta. La propuesta, además de reducir significativamente el tráfico de datos, ha sido validada a través de experimentos.

En el contexto de control distribuido, [18] presenta un sistema de control jerárquico de tres niveles aplicado a un prototipo de MMC con 264 *SMs*. La arquitectura se organiza en una unidad de control central, encargada de las funciones globales del sistema, como el control de potencia y de voltaje del puerto; una unidad de control de brazo, ubicada en el nivel intermedio; y múltiples unidades de control de grupo de válvulas, que operan

en el nivel inferior gestionando conjuntos de SMs . Estas últimas realizan el muestreo, el balance de voltaje y la activación local. Para el balance de voltaje, los autores proponen un esquema mixto que combina un balance interno, aplicado dentro de cada grupo, y un balance externo, encargado de igualar el voltaje promedio entre los distintos grupos. Los resultados experimentales demuestran la viabilidad y efectividad tanto de la arquitectura de control como del método de balance propuesto.

1.4.2. Control Distribuido en CHB

También, la literatura ha explorado el control distribuido como una solución viable a los problemas de control en convertidores CHB de gran escala. Un ejemplo se presenta en [8], donde se desarrolla una técnica de control predictivo distribuida para el control intraccluster orientada a reducir la complejidad computacional y el cableado, especialmente en configuraciones con un elevado número de SMs . En este tipo de convertidores, el control distribuido se implementa mediante la comunicación entre un CC y un conjunto de LC , dividiendo las tareas de modulación y balance de voltaje entre múltiples unidades de procesamiento. Entre las principales ventajas de esta arquitectura se encuentra la disminución del cableado y del volumen de datos requeridos para la comunicación, lo que incrementa la confiabilidad del convertidor.

A su vez en [19], propone un esquema de control descentralizado para un convertidor CHB trifásico, en el cual cada LC determina de forma local la acción de control que define el encendido o apagado del semiconductor. Este enfoque se basa exclusivamente en mediciones locales, lo que permite reducir la dependencia del CC. Como resultado, el sistema logra un *Total Harmonic Distorsion* (THD, por sus siglas en inglés) inferior al 1%.

Además, el trabajo de [20] propone una arquitectura de control distribuido que delega la carga computacional a procesadores locales ubicados en cada SM . Esta propuesta se sustenta en dos innovaciones principales, que consisten en una topología de comunicación híbrida que reduce retrasos y costos, y un protocolo de conmutación de ruta que asegura una respuesta ultrarrápida (10 μs) ante fallas. En conjunto, este enfoque mejora la modularidad, escalabilidad y fiabilidad del sistema al dividir de forma eficiente las funciones de control entre los niveles centralizados y distribuidos.

Por otro lado, [21] aborda la problemática de la gestión de *Battery Energy Storage Systems* (BESS, por sus siglas en inglés) en CHB. Los autores destacan que, si bien la arquitectura modular de estas topologías mejora la eficiencia y fiabilidad al dividir el banco de baterías en los SMs del convertidor, el control tradicionalmente centralizado presenta desafíos de escalabilidad y carga computacional. Para resolver esto, los autores proponen un esquema de control distribuido de dos capas. Este esquema utiliza un algoritmo de consenso de alto nivel para el balance del *State of Charge* (SoC, por sus siglas en inglés), y controladores multi-variable individuales de bajo nivel para regular la operación de cada SM . El trabajo

demuestra, a través de simulaciones, que esta solución permite explotar la modularidad del convertidor, distribuyendo la carga computacional y logrando un balance eficiente de los niveles de SoC de las baterías.

1.4.3. Control Distribuido en M3C

En el ámbito del control distribuido para convertidores M3C, solo se ha reportado el trabajo de [22] que propone una nueva arquitectura de control distribuido, con el objetivo de realizar tareas de control localmente y mejorar la escalabilidad del sistema, reduciendo así la dependencia de la red de comunicación. Para ello, se plantea el desacople entre las variables de corriente y voltaje, y se introduce un esquema innovador que reemplaza la referencia de corriente en AC por potencia en DC, complementado con un sistema de doble sincronización de fase para mitigar los efectos de los retrasos en la comunicación. La viabilidad y eficacia de esta propuesta han sido validadas experimentalmente.

1.5. Enfoque de Control Distribuido del Tipo ET y ST

Tras la revisión de la literatura científica sobre control distribuido en la familia de los MMCC, resulta fundamental profundizar en las técnicas de control basadas en eventos, particularmente en los enfoques ET y ST. Cabe hacer notar que la aplicación de estas técnicas en el contexto de los MMCs (y MMCCs en general) no ha sido explorada en los artículos de la literatura, con la única excepción de un trabajo reciente [9] que ha surgido como resultado directo de esta tesis. Cabe señalar que los enfoques ET y ST se distinguen por su carácter asincrónico, en contraste con la ejecución periódica tradicional de los esquemas de control, como los reportados en las subsecciones anteriores. En este contexto, un agente es una entidad de control local (como un LC), capaz de tomar decisiones de manera autónoma y no necesariamente en los periodos de tiempos sincrónicos en cada instante de muestreo del algoritmo.

En el caso de ET, las acciones de control no se actualizan sincrónicamente, sino que únicamente cuando se cumple una condición previamente definida (es decir, cuando ocurre un evento). Esto permite disminuir de manera significativa el esfuerzo computacional asociado a cada uno de los agentes (LC s en este caso). Por su parte, el esquema ST lleva esta idea un paso más allá, ya que cambia la forma en que se determinan los instantes de actualización de las acciones de control. En la revisión de la literatura científica, las estrategias ST presentan distintas variantes, que van desde el uso exclusivo de información local hasta el aprovechamiento del historial de eventos pasados, entre otros criterios. Estas variaciones buscan disminuir de manera significativa el tráfico en la red de comunicación entre agentes, conservando la características de reducción del esfuerzo computacional de los agentes.

Teniendo en cuenta estos conceptos básicos, las estrategias de control basadas en eventos han sido ampliamente estudiadas en sistemas de primer orden. A continuación, se resumen los trabajos más relevantes en esta área.

En [23] se formula el problema de consenso en *Multiagent System* (MAS, por sus siglas en inglés) y, a partir de ello, se propone un esquema de control distribuido basado en estrategias de control por eventos (ET). El desarrollo parte desde una formulación centralizada en un sistema de primer orden y progresa hacia una implementación distribuida basada en eventos, finalizando con una propuesta de control distribuido del tipo ST. Se caracterizan por permitir que cada agente actualice su acción de control únicamente cuando se cumple una condición de evento local, reduciendo el esfuerzo de cómputo.

Asimismo, el trabajo [24], propone un esquema de control distribuido basado en eventos para sistemas de primer orden y se compara con la estrategia presentada en [23], mostrando mejoras significativas en la reducción del número de eventos y garantizando convergencia asintótica. La principal diferencia radica en la formulación de la condición de disparo, que permite a cada agente calcular su próxima actualización utilizando información local, y adaptarse en función de la información recibida de sus vecinos.

1.5.1. Estado del Arte de Control Distribuido ET y ST en Microredes

Las técnicas de control por eventos también han encontrado una importante aplicación en el control de *Microgrids* (MGs, por sus siglas en inglés). Una MG es un sistema eléctrico local que integra fuentes de energía distribuidas y cargas, y que puede operar tanto conectado a la red principal como de manera autónoma. En este contexto, la investigación se ha enfocado en abordar desafíos como la gestión de dichas fuentes de energía distribuidas.

Por ejemplo, en [25] propone un esquema de control distribuido para MGs DC, considerando que los principales objetivos del control a nivel de sistema en este tipo de redes son: la compartición proporcional de corriente basada en la caída de tensión, y la regulación del voltaje promedio de la red DC. En este contexto, se propone un algoritmo de consenso dinámico basado en comunicación activada por eventos, del tipo ET, que permite lograr tanto la compartición proporcional de corriente como la regulación del voltaje promedio en una microrred DC. La propuesta ha sido validada mediante pruebas experimentales y análisis de estabilidad.

Por otra parte, en [26] se propone un algoritmo de consenso dinámico basado en comunicación activada por eventos, específicamente del tipo ST, con el objetivo de reducir aún más la necesidad de comunicación entre las distintas unidades de generación que conforman las MGs.

Otro ejemplo de su aplicación se encuentra en [27], donde se propone una estrategia de control distribuido para el balance de potencia reactiva en MGs con inversores. La propuesta se basa en un controlador de voltaje distribuido diseñado con un enfoque de la teoría de Lyapunov que facilita el análisis de convergencia y asegura un balance preciso. Adicionalmente, el estudio extiende esta estrategia para incorporar un mecanismo de comunicación por eventos (ET). Este enfoque innovador tiene el objetivo de reducir el tráfico de datos en la red de comunicación, ya que cada inversor solo transmite la información de potencia reactiva a sus vecinos en momentos específicos, eliminando así la necesidad de una comunicación continua y en tiempo real.

De manera similar, el control de frecuencia de carga en sistemas eléctricos con retrasos de comunicación es un desafío crítico. Para afrontarlo, [28] propone un esquema de control activado por eventos que busca reducir la frecuencia de comunicación entre los nodos. El estudio incorpora tanto los retrasos de comunicación como la lógica de activación por eventos en un modelo control de frecuencia de carga unificado, y define un índice de rendimiento robusto para evaluar el impacto de las perturbaciones de carga. Mediante el enfoque del funcional de Lyapunov-Krasovskii, los autores establecen criterios que permiten tanto el análisis de estabilidad como el diseño del controlador.

1.5.2. Extensiones y Desarrollos Recientes en Estrategias Event-Triggered

Como se explicó previamente, uno de los principales desafíos que abordan las estrategias ET es reducir tanto la carga computacional del agente como el número de intercambio de información entre los distintos agentes del sistema. Con este objetivo, la literatura ha propuesto diversas variantes que reformulan el problema desde diferentes enfoques, buscando siempre garantizar un desempeño adecuado del sistema bajo condiciones de operación más eficientes.

Entre las principales contribuciones en esta área se encuentran:

- ◇ **ET basado en información local:** Se definen criterios específicos que determinan el momento adecuado para actualizar o transmitir información entre los agentes. En este caso, [29] utiliza información local para determinar el instante en que un agente debe transmitir su estado a los agentes j -ésimos. Además, se analiza el comportamiento con y sin retardos en la comunicación, garantizando la convergencia asintótica del sistema.
- ◇ **ET basados en muestreo de datos:** Una de las principales dificultades en la implementación práctica de estrategias por eventos es su traslado a controladores digitales, ya que muchas propuestas se desarrollan bajo un análisis en tiempo continuo. Por ello, se han desarrollado enfoques basados en muestreo de datos que permiten aproximar

estas estrategias a una implementación más realista. El trabajo referenciado en [30] introduce una metodología innovadora para el control basado en activación por eventos, fundamentada en el muestreo de datos. Su característica distintiva radica en asegurar un tiempo mínimo entre eventos sucesivos. Esta propiedad inherente confiere al esquema una robustez significativa frente a entornos con ruido, lo que a su vez conlleva una reducción considerable en la carga de procesamiento del controlador local.

- ◇ **Estimación de estados:** En muchos casos, no es posible medir directamente el estado del agente, ya sea por limitaciones en las capacidades de los sensores o por la imposibilidad física de acceder a la variable de interés o simplemente para reducir el uso de canal de comunicación distribuido. Para abordar esta problemática, en [31] se propone el uso de filtros controlados por la entrada, junto con sistemas de retroalimentación dinámica. Este enfoque permite estimar el estado utilizando únicamente información local, y se emplea para determinar el instante adecuado de actualización de la acción de control.
- ◇ **ET Control Modelo Predictivo:** A diferencia del MPC clásico, que resuelve un problema de optimización en cada instante de muestreo y aplica únicamente la primera acción de control del horizonte predicho, el enfoque ET MPC realiza esta optimización solo cuando el generador de eventos lo requiere. Esta estrategia reduce la carga computacional sin comprometer el rendimiento. En la referencia [32], se propone un ET MPC basado en aprendizaje estadístico, el cual permite enfrentar incertezas en el modelo de forma eficiente.
- ◇ **Machine Learning aplicado en ET:** Esta técnica de inteligencia artificial se ha integrado a las propuestas ET para abordar diversas limitaciones asociadas a sistemas no lineales y con incertidumbre. A continuación, se resumen sus principales aplicaciones [33]:
 - **Aprendizaje de la dinámica del sistema:** Dado que el ET requiere contar con un modelo preciso del sistema para funcionar de manera efectiva, el uso de técnicas de *Machine Learning* (ML, por sus siglas en inglés) permite aprender o refinar dicho modelo. En particular, enfoques como el aprendizaje estadístico, el aprendizaje por refuerzo y las redes neuronales han demostrado ser útiles para estimar dinámicas complejas e inciertas. De esta forma, el controlador puede adaptar su comportamiento aprendiendo directamente del entorno, reduciendo así la dependencia de un modelo exacto predefinido.
 - **Resolución de problemas de optimización:** Los problemas de control óptimo en sistemas no lineales suelen ser complejos, ya que implican resolver ecuaciones en derivadas parciales, como las ecuaciones de *Hamilton Jacobi Bellman*, que rara vez poseen soluciones en forma cerrada. Para abordar esta dificultad, se emplean técnicas de *Reinforcement Learning* (RL, por sus siglas en inglés) y *Adaptive Dynamic Programming* (ADP, por sus siglas en inglés), las cuales permiten obtener

soluciones aproximadas que facilitan la implementación de controladores óptimos en entornos altamente no lineales.

- **Aprendizaje y optimización conjunta:** En sistemas altamente no lineales, donde el modelo es parcial o completamente desconocido, se han desarrollado enfoques combinados que permiten simultáneamente aprender la dinámica del sistema y resolver el problema de control. Un ejemplo destacado es el esquema identificador de actor crítico, basado en RL, el cual emplea tres redes neuronales: una identificadora para modelar la dinámica incierta del sistema, un actor para aproximar la acción de control óptima, y un crítico para estimar la función de valor. Este enfoque es especialmente útil en contextos de control activado por eventos, donde se requiere adaptabilidad y eficiencia frente a condiciones dinámicas e incertidumbres.

1.6. Contribución de Tesis

La principal contribución de esta tesis consiste en el desarrollo, implementación y validación experimental mediante la técnica HIL de cuatro nuevas técnicas de control distribuido basadas en eventos (ET y ST) para la regulación del voltaje intracluster del MMC. Estas técnicas, denominadas Event-Triggered (ET_1), Event-Triggered Average (ET_2), Pseudo Self-Triggered (PST) y Self-Triggered Average (ST), abordan de manera innovadora la problemática de la comunicación y la carga computacional en los LC del MMC. A diferencia de los enfoques de control distribuidos presentados en la sección de estado del arte, los enfoques propuestos en este trabajo no requieren una comunicación continua entre los LC s, ya que se basan en eventos, y además reducen el esfuerzo computacional requerido por cada LC . Las estrategias aquí propuestas disminuyen significativamente tanto el número de actualizaciones de control como la cantidad de información intercambiada entre los SM s. Esto permite desarrollar sistemas más escalables, eficientes y robustos frente a restricciones de comunicación y procesamiento.

1.6.1. Hipótesis

Este trabajo se fundamenta en la siguiente hipótesis:

Dado que la regulación del voltaje intracluster constituye una tarea de control con una dinámica lenta en comparación con los lazos de control de corrientes y voltajes en la jerarquía del MMC, resulta factible emplear estrategias de control distribuido del tipo ET y ST para el control intracluster. Esto permite una reducción significativa en el esfuerzo computacional de los LC s, traduciéndose en disminución de actualizaciones de control de estos últimos, en comparación con esquemas distribuidos tradicionales basados en consenso que ejecutan

sus algoritmos de control de manera sincrónica. Adicionalmente los esquemas ET y ST disminuyen los requerimientos de intercambio de información entre los *LCs*, comparado con enfoques basados en consenso

1.6.2. Objetivo General

El objetivo general de este trabajo es diseñar, desarrollar e implementar experimentalmente cuatro técnicas de control distribuido basado en eventos para la regulación del voltaje intracluster en los capacitores de un MMC, para luego compararlas entre si y con la estrategia distribuida tradicional por consenso.

1.6.3. Objetivos Específicos

Para alcanzar el objetivo general de esta tesis, se plantean los siguientes objetivos específicos:

- ◇ Realizar una revisión sistemática del estado del arte en estrategias de control distribuido basadas en eventos (ET y ST), así como su aplicabilidad en MMC.
- ◇ Formular y delimitar con precisión el problema de control de voltaje intracluster en MMC, identificando claramente los objetivos de control y las variables críticas asociadas a los *LCs*.
- ◇ Desarrollar e implementar estrategias de control distribuido para el balance de voltaje de los capacitores en el nivel intracluster del MMC denominadas ET₁, ET₂, PST y ST, utilizando los entornos de simulación *PLECS* y *Matlab/Simulink*.
- ◇ Implementar las técnicas propuestas ET₁, ET₂, PST y ST en validación HIL utilizando la plataforma de simulación OP4512.
- ◇ Ejecutar simulación HIL de las estrategias propuestas ET₁, ET₂, PST y ST, con el objetivo de obtener resultados experimentales que permitan evaluar su comportamiento dinámico bajo diferentes escenarios operativos posibles.
- ◇ Realizar un análisis detallado de los resultados obtenidos en el entorno HIL para las estrategias de control distribuidas propuestas (ET₁, ET₂, PST y ST), evaluando su efectividad en términos de índices de desempeños. A partir de este análisis, establecer conclusiones fundamentadas sobre la viabilidad práctica y las ventajas comparativas de cada estrategia.

1.6.4. Metodología General de la Tesis

La metodología seguida en este trabajo se estructura de manera progresiva, comenzando con una revisión bibliográfica detallada y culminando con la implementación y evaluación comparativa de las estrategias de control distribuidas propuestas en un MMC mediante un entorno HIL usando el simulador OP4512. Las distintas etapas que conforman este proceso se ilustran en la Figura 1.6.

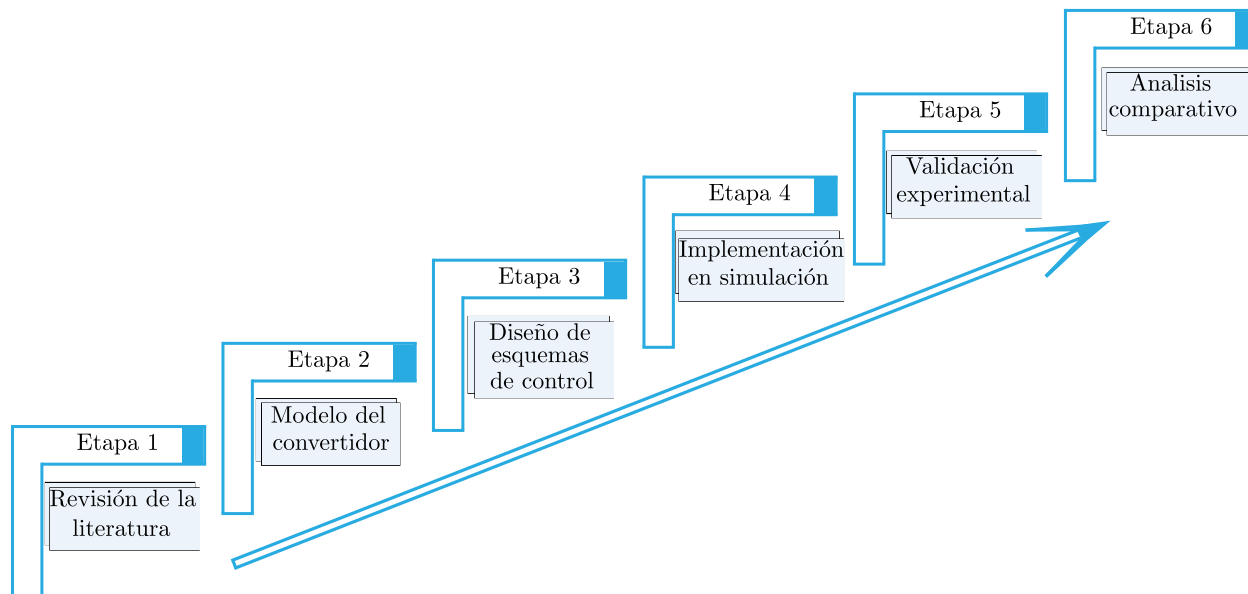


Figura 1.6: Metodología propuesta en el trabajo de tesis.

La metodología de la Figura 1.6 tiene 6 etapas las que se explican a continuación.

- ◇ **Etapa 1: “Revisión de Literatura”** Dado que no se encuentra literatura existente sobre la aplicación de técnicas de control tipo ET y ST en MMC, se llevará a cabo un análisis exhaustivo de estrategias de control distribuido en MAS, con un enfoque particular en técnicas basadas en ET y ST propuesta en microrredes. Esta analogía se justifica por las similitudes planta integradora y de interconexión que existen entre el conjunto de LCs de un brazo del MMC y los modelos distribuidos utilizados en el diseño de estrategias de control para sistemas MAS.
- ◇ **Etapa 2: “Modelo del Convertidor”** Paralelamente, se analiza en profundidad la arquitectura de control del MMC, el cual se basa en el uso de la transformada $\mathbf{X}_{\alpha\beta 0}^{\Sigma\Delta}$ (descrita en el capítulo siguiente). En este contexto, se identifica que el control de voltaje intracluster corresponde a una tarea de bajo nivel, la cual está implementada mediante estrategias de control distribuido por consenso. Esto refuerza la pertinencia de aplicar técnicas de control del tipo ET y ST, con el objetivo de reducir el esfuerzo computacional de los LCs .

◇ **Etapa 3: “Diseño de Esquemas de Control”**

A continuación, basado en las etapas previas se propondrá matemáticamente las estrategias de control distribuido intracluster del tipo ET y ST. En esta sección se desarrollará los análisis teóricos correspondientes, mediante los cuales se garantizará la estabilidad global del MMC. Las estrategias que se proponen corresponde a dos estrategias del tipo ET, una propuesta intermedia denominada pseudo self-triggered y la propuesta del tipo ST

◇ **Etapa 4: “Implementación en Simulación”**

Los modelos desarrollados matemáticamente en la etapa 3, se deben implementar en el MMC simulado en el software PLECS. Para este propósito, se desarrolla un entorno de simulación simplificado donde se replican las dinámicas capacitivas mediante bloques integradores. Se utilizan configuraciones con tres y cinco integradores para representar el comportamiento dinámico de un brazo del MMC.

Una vez implementadas y verificadas las estrategias en las simulaciones básicas, estas fueron implementadas en una modelo promedio del MMC, el cual representa el comportamiento de los *SMs* mediante funciones de transferencia. Posteriormente, se integraron al modelo detallado del MMC, que sí incorpora los elementos eléctricos de los *SMs*.

◇ **Etapa 5: “Validación Experimental”**

Tras completar la etapa 4, se desarrolló un modelo del MMC desde cero en *Matlab Simulink*, dado que *RT-Lab* es compatible únicamente con esta plataforma. En este entorno, se verificó el correcto funcionamiento de todas las estrategias de control distribuido propuestas.

En paralelo, se diseñó la topología eléctrica del convertidor, es decir, los *SMs*, la red AC, las inductancias y la carga del DC-Link, utilizando un software especializado en electrónica de potencia denominado *Electric Hardware Solver* (eHS, por sus siglas en inglés).

Posteriormente, se construyó un modelo en el que se integró el MMC diseñado en eHS junto con el sistema de control basado en la transformada $\mathbf{X}_{\alpha\beta 0}^{\Sigma\Delta}$. En este modelo se implementaron las estrategias de control distribuido, lo que permitió la creación de los proyectos en *RT-Lab*. Finalmente, se configuró todo el entorno desde *RT-Lab* para habilitar la ejecución de simulaciones en HIL.

◇ **Etapa 6: “Análisis Comparativo”**

Una vez finalizada la etapa 5, se obtuvieron los resultados correspondientes al control distribuido de balance de voltaje intracluster.

Con el objetivo de comparar las estrategias de control distribuidas propuestas, se definieron índices de desempeño que permiten evaluar su rendimiento tanto frente a un

esquema de control distribuido tradicional basado en consenso, como entre las propias estrategias desarrolladas. Para ello, se consideraron métricas tales como:

- **Eficiencia del LC :** Se evalúa considerando la cantidad de actualizaciones necesarias para ejecutar las acciones de control, así como la cantidad de veces con la que el controlador utiliza su propio estado de voltaje para dicho propósito.
- **Reducción de la comunicación distribuida:** Se analiza a través del número de veces que los LC s deben intercambiar información, lo que refleja la capacidad de la estrategia para minimizar la dependencia de la comunicación entre ellos.
- **Estabilidad del sistema:** Se determina mediante el análisis del comportamiento del convertidor bajo diversos escenarios operativos, garantizando que el sistema funcione correctamente y de forma robusta incluso en condiciones adversas.

1.6.5. Novedad de la Tesis

Basándose en la revisión del estado del arte, se reconoce que actualmente no existe investigación específica sobre el uso de técnicas del tipo ET y ST aplicadas al control de convertidores de la familia de los MMCCs. La mayoría de los enfoques actuales buscan reemplazar estrategias centralizadas por soluciones distribuidas; sin embargo, persiste un vacío en temas relacionados con la eficiencia de la comunicación y el uso de recursos por parte de los LC s.

En particular, en el control intracluster de un MMC, existen enfoques distribuidos basados en consenso. No obstante, una vez alcanzado el consenso, los LC s continúan intercambiando información y calculando la misma acción de control en cada periodo de muestreo, lo que implica un uso innecesario del canal de comunicación y de recursos computacionales. Por ello, se plantea que no es necesario actualizar continuamente las acciones de control en un esquema distribuido, siempre que se adopte una lógica basada en eventos. Esta tesis aborda dicha limitación mediante la incorporación de un enfoque innovador que emplea estrategias ET y ST, lo cual permite:

- ◇ Reducir significativamente el ancho de banda requerido para la comunicación entre los distintos LC s.
- ◇ Lo anterior implica una menor utilización de los LC s, lo cual se traduce en una reducción del esfuerzo o carga computacional.

En conjunto, estos aportes contribuyen al desarrollo de técnicas escalables, eficientes y robustas para el control de sistemas de potencia, especialmente en aplicaciones de alta complejidad como los MMCs.

1.6.6. Estructura de la Tesis

La estructura de la tesis se organiza de la siguiente manera:

- ◇ **Capítulo 2: Marco Teórico.** Se introducen conceptos claves para el desarrollo de este trabajo de tesis.
- ◇ **Capítulo 3: Propuestas de Sistemas de Control Distribuido.** Se explican las propuestas de control Event-Triggered (ET_1), Event-Triggered Average (ET_2), Pseudo Self-Triggered (PST) y Self-Triggered Average (ST). Para cada propuesta se presenta su diseño, fundamentado en los principios teóricos del control basado en eventos, junto con el correspondiente análisis de estabilidad.
- ◇ **Capítulo 4: Validación Experimental.** Se describen los experimentos realizados en simulación en HIL y los resultados obtenidos.
- ◇ **Capítulo 5: Conclusiones y Trabajos Futuros.** Se concluye al respecto del desempeño de las estrategias de control distribuido propuestas y se plantean futuras líneas de investigaciones.

Capítulo 2

Marco Teórico

Introducción del Capítulo

En el capítulo anterior se presentaron las principales topologías de los *Modular Multilevel Cascaded Converters* (MMCCs, por sus siglas en inglés), junto con sus lógicas de control. Además, se presentarán las técnicas de control distribuido del tipo *Event-Triggered* (ET, por sus siglas en inglés) y *Self-Triggered* (ST, por sus siglas en inglés) propuestas en otros sistemas eléctricos con focos en microrredes. En este capítulo se aborda la topología, el esquema de control y el modelado del *Modular Multilevel Converter* (MMC, por sus siglas en inglés). Posteriormente, se introducen los *Multi-Agent System* (MAS, por sus siglas en inglés), destacando sus características esenciales. Luego de lo anterior, se presenta el protocolo de consenso y se analizan los enfoques de control ET y ST aplicados en MAS. Finalmente, se describe la metodología de validación mediante simulación *Hardware-in-the-Loop* (HIL, por sus siglas en inglés) que se utiliza en esta tesis para la validación de los esquemas de control propuestos. Considerando que el objetivo central de este trabajo es el desarrollo de técnicas de control distribuido de tipo ET y ST para el control intracluster del MMC, el modelado de este convertidor constituye el punto de partida del presente capítulo.

2.1. Convertidor Modular Multinivel (MMC)

El MMC es una de las topologías más relevantes de la familia de los MMCC y su mayor aplicación se presenta en sistemas *High Voltage Direct Current* (HVDC, por sus siglas en inglés), el cual se considera para este trabajo. En la Figura 2.1, se presenta la topología de un convertidor trifásico conectado a una red AC, en la cual cada fase se enlaza con el punto medio de las piernas (*Legs*, en inglés) (a, b, c) del MMC. Además, el convertidor cuenta con un *Direct Current-Link* (DC-Link, por sus siglas en inglés). Notar que en el puerto DC se

conecta una resistencia R para emular el consumo de potencia. Cada brazo (*Arm*, en inglés) del convertidor posee N *Submodules* (*SMs*, por sus siglas en inglés), lo que resulta en un total de $6N$ *SMs*. Esta topología destaca por su capacidad de operar bidireccionalmente, funcionando como inversor o rectificador según lo requiera el sistema eléctrico.

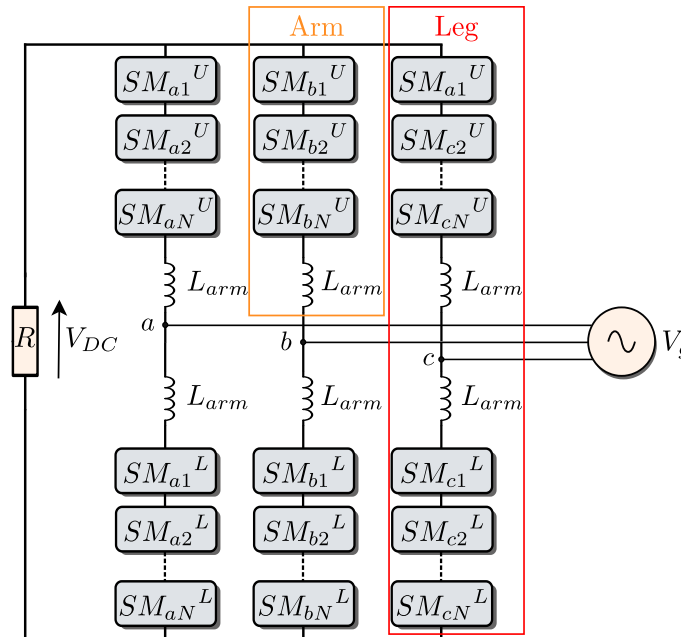


Figura 2.1: Topología de un MMC.

La característica principal de este convertidor es que los *SMs* se conectan en serie para formar un grupo conocido como brazo. Estos *SMs* pueden ser del tipo *Half-Bridge* (HB, por sus siglas en inglés) o *Full-Bridge* (FB, por sus siglas en inglés) como se muestra en la Figura 2.2 (entre otros). Además, notar que el MMC puede construirse utilizando exclusivamente *SMs* del tipo HB o FB, o bien, de manera mixta.

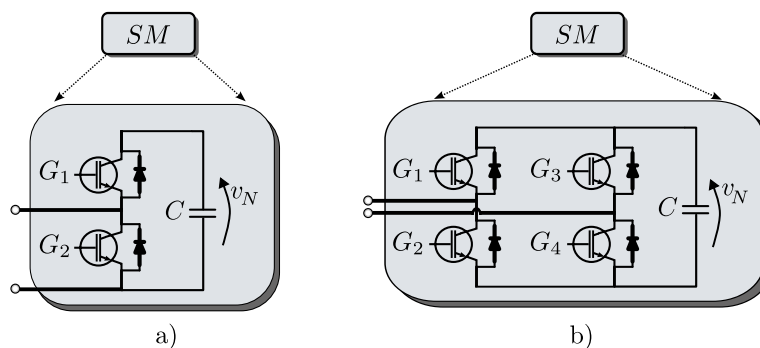


Figura 2.2: a) *SM* configuración HB. b) *SM* configuración FB.

2.2. Esquema de Control Distribuido para MMC

La estructura modular del MMC, que puede integrar miles de SMs en aplicaciones HVDC, presenta un desafío significativo para el control. El esquema centralizado es poco práctico en este contexto de implementación, ya que demandan una excesiva capacidad de procesamiento computacional y de puertos de Entrada/Salida (I/O) para coordinar todos los componentes. Este esquema no es adecuado debido a limitaciones de modularidad y escalabilidad, ya que obliga al *Central Controller* (CC, por sus siglas en inglés) a procesar un número excesivo de variables y a utilizar una gran cantidad de cableado de fibra óptica para la comunicación para las tareas de alto y bajo nivel (ver Figura 1.2 para más detalle). Por lo tanto, un esquema de control distribuido es la solución que permite gestionar eficientemente dichas tareas, en donde un CC se ocupa de las tareas de alto nivel, mientras que los LCs se encargan de las tareas de bajo nivel.

Como se observa en la Figura 2.3, el enfoque de control distribuido delega el procesamiento y la toma de decisiones a múltiples LCs . Estos LCs son unidades de procesamiento ubicadas en cada SM , cuya configuración en este ejemplo es de HB. Es en los LCs donde se generan las señales de modulación para los semiconductores y se ejecutan las tareas de bajo nivel, como el control intracluster, que constituye el foco principal de este trabajo. En esta jerarquía, un CC orquesta las tareas de control de alto nivel interactuando con los distintos LCs a través de un canal de comunicación, mientras que la conexión entre LCs es mediante un canal de comunicación distribuido. Estas tareas de alto nivel se basan en un esquema propuesto en la publicación [34] que utiliza un método basado en la transformada $\mathbf{X}_{\alpha\beta 0}^{\Sigma\Delta}$, el cual no se profundizará en esta tesis. Sin embargo, para completitud, este sistema de control se presenta en la siguiente sección.

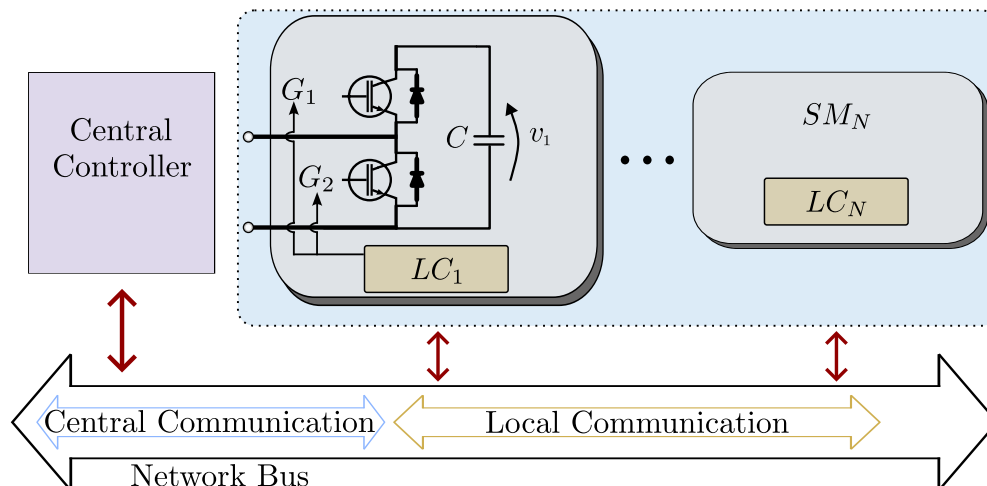


Figura 2.3: Esquema de control distribuido para MMC.

2.2.1. Modelado del MMC

Para obtener la representación matemática del convertidor, se utiliza un esquema equivalente, como se detalla en la Figura 2.4. En esta representación, los grupos de SM s se modelan como una fuente de voltaje.

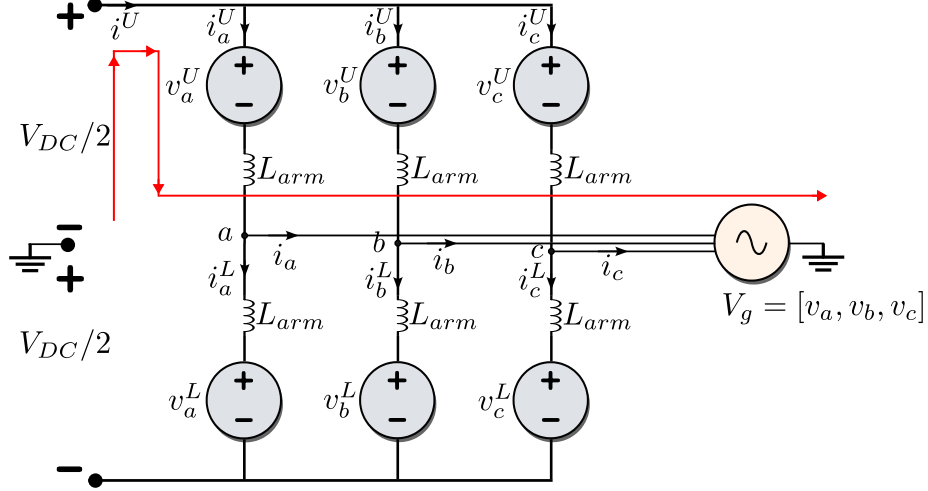


Figura 2.4: Topología de un MMC equivalente.

Esta fuente de voltaje esta dada por la sumatoria de todas las fuentes de los SM s, lo cual se escribe de forma abreviada como:

$$v_y^k = \sum_{m=1}^N v_{ym_{SM}}^k = \sum_{m=1}^N v_{ym}^k G_{ym}^k \quad y \in \{a, b, c\}, \quad k \in \{U, L\}. \quad (2.1)$$

Donde N representa el número de SM s por brazo, $v_{ym_{SM}}^k$ es el voltaje del SM ubicado en la fase y y en el brazo k . De forma análoga, G_{ym}^k indica el estado de conmutación del SM correspondiente a la misma fase y brazo; se considera $G_{ym}^k = 1$ cuando el semiconductor está activo y suministra voltaje al capacitor, y $G_{ym}^k = 0$ en caso contrario.

Al aplicar la Ley de Voltaje de Kirchhoff al brazo superior de la fase a se obtiene

$$\frac{V_{DC}}{2} = v_a^U + L \frac{d}{dt} i_a^U + v_a, \quad (2.2)$$

donde V_{DC} representa la tensión del DC-Link, v_a^U es el voltaje generado por los SM s del brazo superior de la fase a , i_a^U corresponde a la corriente instantánea que circula por dicho brazo y v_a es el voltaje de red en la fase a . Luego para los seis lazos, se obtiene la siguiente ecuación matricial representada en (2.3).

$$\frac{V_{DC}}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a^U & v_b^U & v_c^U \\ v_a^L & v_b^L & v_c^L \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a^U & i_b^U & i_c^U \\ i_a^L & i_b^L & i_c^L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \\ -v_a & -v_b & -v_c \end{bmatrix}. \quad (2.3)$$

De manera compacta, queda como:

$$\frac{1}{2}\mathbf{V}_{\mathbf{DC}} = \mathbf{v}_{abc}^{UL} + L \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{abc}^{UL} + \mathbf{v}_{abc} . \quad (2.4)$$

Con el objetivo de mejorar el control del MMC, se utilizan transformaciones matemáticas que permiten desacoplar las variables del sistema y facilitar su regulación vectorial. En particular, se aplica la transformación compuesta $\mathbf{X}_{\alpha\beta 0}^{\Sigma\Delta}$ expresada en (2.5), que resulta de la combinación de dos transformaciones consecutivas. Primero, la transformada $\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}$, cuyo propósito es llevar el sistema al eje $\alpha\beta$. Luego, la transformada $\mathbf{T}_{\Sigma\Delta}$ cuyo propósito es producir una nueva matriz $\mathbf{X}_{abc}^{\Sigma\Delta}$ en donde la fila 1 corresponde a la suma de las filas 1 y 2 de la matriz \mathbf{X}_{abc}^{UL} , mientras que la fila 2 corresponde a la resta de las filas 1 y 2 de \mathbf{X}_{abc}^{UL} . Cabe destacar que, en el modelo del MMC, la matriz \mathbf{X}_{abc}^{UL} puede referirse indistintamente a la matriz de voltajes o a la de corrientes.

$$\mathbf{X}_{\alpha\beta 0}^{\Sigma\Delta} = \mathbf{T}_{\Sigma\Delta} \cdot [\mathbf{X}_{abc}^{UL} \cdot \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^T] , \quad (2.5)$$

las matrices asociadas a estas transformaciones son:

$$\mathbf{T}_{\Sigma\Delta} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} , \quad \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} . \quad (2.6)$$

La influencia práctica de la transformada $\mathbf{T}_{\Sigma\Delta}$ en la Figura 2.5. Esta figura muestra el MMC equivalente y cómo interactúan los voltajes entre los brazos superiores e inferiores, junto con las transformaciones respectivas $\mathbf{T}_{\Sigma\Delta}$. Aquí, Σ representa la suma entre los brazos superiores e inferiores, mientras que Δ representa la diferencia entre los brazos superiores e inferiores.

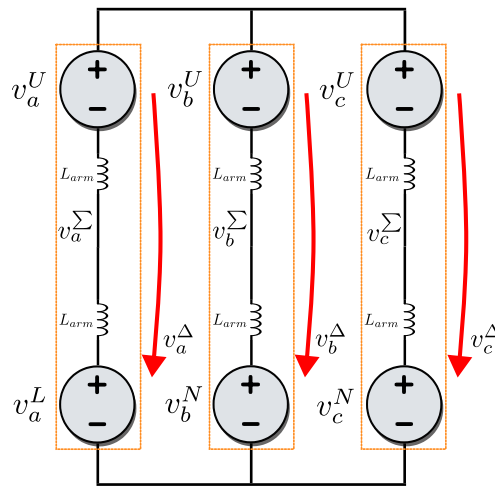


Figura 2.5: Representación matricial del voltaje en los SM s superiores e inferiores.

Por lo tanto, al aplicar las transformaciones definidas en (2.5) sobre la ecuación (2.3), se obtiene una nueva expresión en la que las variables previamente descritas aparecen desacopladas de manera explícita:

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & V_{DC} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha}^{\Sigma} & v_{\beta}^{\Sigma} & v_0^{\Sigma} \\ v_{\alpha}^{\Delta} & v_{\beta}^{\Delta} & v_0^{\Delta} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha}^{\Sigma} & i_{\beta}^{\Sigma} & \frac{2}{3}i^U \\ i_{\alpha} & i_{\beta} & 0 \end{bmatrix} + 2 \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ v_{\alpha} & v_{\beta} & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.7)$$

De la ecuación (2.7), se obtienen lazos desacoplados para controlar el puerto DC, el puerto AC y las corrientes circulantes:

◇ Modelo del puerto DC:

$$L \frac{2}{3} \frac{di^U}{dt} = V_{DC} - v_0^{\Sigma} \quad (2.8)$$

◇ Modelo del puerto AC:

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} v_{\alpha}^{\Delta} \\ v_{\beta}^{\Delta} \end{bmatrix} - 2 \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

◇ Modelo corrientes circulantes:

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha}^{\Sigma} \\ i_{\beta}^{\Sigma} \\ 0 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} v_{\alpha}^{\Sigma} \\ v_{\beta}^{\Sigma} \\ v_0^{\Delta} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

A fin de establecer una relación entre el voltaje disponible en cada brazo y la potencia que fluye por el mismo, es necesario modelar el voltaje asociado a los *SMs*. Para ello, se considera un *SM* genérico, como el que se muestra en la Figura 2.6.

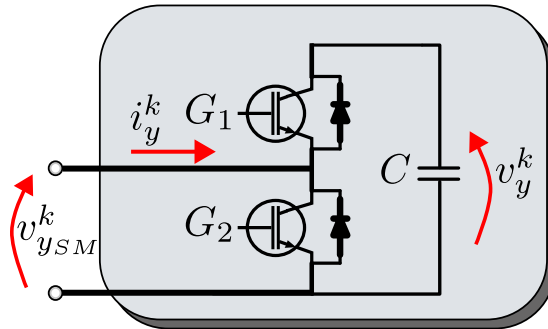


Figura 2.6: *SM* genérico.

Asumiendo que no existen pérdidas en el cálculo de la potencia instantánea, se tiene a partir del circuito mostrado en la Figura 2.6, la siguiente relación:

$$Cv_y^k \frac{dv_y^k}{dt} = v_{ySM}^k i_y^k = P_y \quad (2.11)$$

donde v_y^k es el voltaje del capacitor; v_{ySM}^k es el voltaje del SM y i_y^k es la corriente del SM .

A partir de esta ecuación, es posible obtener un modelo en pequeña señal alrededor de un punto de operación de referencia v_y^k , resultando:

$$\frac{d\Delta v_y^k}{dt} = \frac{1}{Cv_y^k} v_{ySM}^k i_y^k \quad (2.12)$$

Extendiéndolo al conjunto de SM s de una fase a un sistema trifásico, se obtiene el siguiente modelo matricial:

$$\frac{d}{dt} \underbrace{\begin{bmatrix} v_a^U & v_b^U & v_c^U \\ v_a^L & v_b^L & v_c^L \end{bmatrix}}_{\mathbf{v}_{abc}^{UL}} \approx \frac{1}{Cv^*} \underbrace{\begin{bmatrix} p_a^U & p_b^U & p_c^U \\ p_a^L & p_b^L & p_c^L \end{bmatrix}}_{\mathbf{p}_{abc}^{UL}} \quad (2.13)$$

Donde, $\mathbf{p}_{abc}^{UL} = \mathbf{v}_{abc}^{UL} \circ \mathbf{i}_{abc}^{UL}$, multiplicación Hadamard (producto elemento a elemento) entre los vectores de voltaje y corriente.

Luego, aplicando la transformada en (2.5), queda como:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_\alpha^\Sigma & v_\beta^\Sigma & v_0^\Sigma \\ v_\alpha^\Delta & v_\beta^\Delta & v_0^\Delta \end{bmatrix} \approx \frac{1}{Cv^*} \begin{bmatrix} p_\alpha^\Sigma & p_\beta^\Sigma & p_0^\Sigma \\ p_\alpha^\Delta & p_\beta^\Delta & p_0^\Delta \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Finalmente, tras una serie de desarrollos matemáticos (consulte en [34], [35] para mayor detalle), se llega a las siguientes expresiones explícitas para las componentes de potencia:

$$p_\alpha^\Sigma = \frac{V_{DC} i_\alpha^\Sigma}{2} - \frac{i_\alpha v_\alpha}{2} + \frac{i_\beta v_\beta}{2} - i_\alpha v_0 \quad (2.15)$$

$$p_\beta^\Sigma = \frac{V_{DC} i_\beta^\Sigma}{2} + \frac{i_\beta v_\alpha}{2} + \frac{i_\alpha v_\beta}{2} - i_\beta v_0 \quad (2.16)$$

$$p_0^\Sigma = \frac{V_{DC} i^U}{3} - \frac{i_\alpha v_\alpha}{2} - \frac{i_\beta v_\beta}{2} \quad (2.17)$$

$$p_{\alpha}^{\Delta} = \frac{V_{DC}i_{\alpha}}{2} - \frac{2i^U v_{\alpha}}{3} - \frac{i_{\alpha}^{\Sigma} v_{\alpha}}{2} + \frac{i_{\beta}^{\Sigma} v_{\beta}}{2} - i_{\alpha}^{\Sigma} v_0 \quad (2.18)$$

$$p_{\beta}^{\Delta} = \frac{V_{DC}i_{\beta}}{2} - \frac{2i^U v_{\beta}}{3} + \frac{i_{\beta}^{\Sigma} v_{\alpha}}{2} + \frac{i_{\alpha}^{\Sigma} v_{\beta}}{2} - i_{\beta}^{\Sigma} v_0 \quad (2.19)$$

$$p_0^{\Delta} = -\frac{i_{\alpha}^{\Sigma} v_{\alpha}}{2} - \frac{i_{\beta}^{\Sigma} v_{\beta}}{2} - \frac{2i^U v_0}{3} \quad (2.20)$$

En base a esta modelación, el sistema de control de alto nivel se implementa en el CC.

2.3. Sistemas Multi-Agente (MAS)

Los MAS representan un enfoque clave dentro del control distribuido, centrado en el comportamiento colectivo de múltiples agentes autónomos que interactúan a través de protocolos de comunicación y el intercambio de información. Cada agente se define como una entidad autónoma capaz de percibir su entorno, procesar información y tomar decisiones basadas en reglas, algoritmos o modelos preestablecidos [36]. En el contexto del MMC, cada agente corresponde al *LC* de un *SM*.

Los MAS tienen aplicaciones en una variedad de campos, como se puede ver en la figura 2.7, que incluyen la robótica, las redes computadoras, redes inteligentes, entre otras, destacándose por su capacidad para resolver problemas complejos de manera distribuida y coordinada.

2.3.1. Características de los MAS

Los MAS poseen características distintivas que los hacen especialmente adecuados para resolver problemas complejos en sistemas distribuidos. Entre sus principales ventajas se encuentran su eficiencia, bajo costo, flexibilidad y alta confiabilidad [36]. A continuación se presentan puntos importantes característicos de los MAS.

- ◇ **Descentralización:** Cada agente opera de manera autónoma basándose en información local, sin depender de un nodo central. Esto no solo mejora la robustez del sistema, sino que también permite una distribución eficiente de la carga de trabajo, dividiendo tareas complejas en subtareas manejables que son ejecutadas por los diferentes agentes conectados.
- ◇ **Escalabilidad:** La estructura del sistema permite la integración de nuevos agentes sin impactos significativos en el desempeño global.

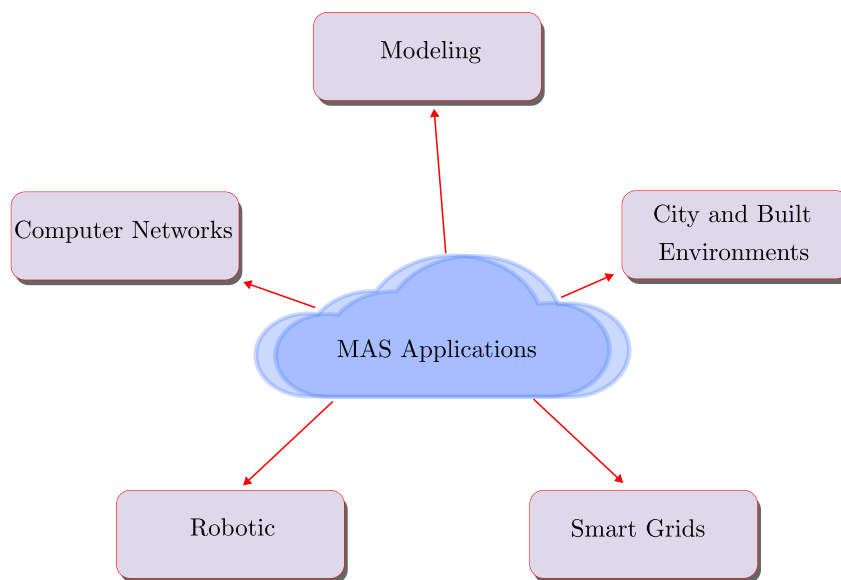


Figura 2.7: Esquema principales aplicaciones MAS. Adaptado de [36].

- ◇ **Tolerancia a fallos:** La pérdida de agentes individuales no necesariamente afecta la funcionalidad del sistema completo, gracias a su diseño robusto y distribuido.
- ◇ **Heterogeneidad:** Los agentes pueden tener diferentes dinámicas, capacidades y objetivos, permitiendo al sistema abordar una variedad de tareas de forma simultánea.
- ◇ **Interacción adaptativa:** Los agentes pueden ajustar su comportamiento en respuesta a cambios en el entorno o en la red de interacción.

2.3.2. Modelado Matemático de un MAS

El modelado matemático de los MAS se basa en la teoría de grafos para representar las interacciones entre los agentes. Un grafo es una estructura matemática definida por dos conjuntos [37]:

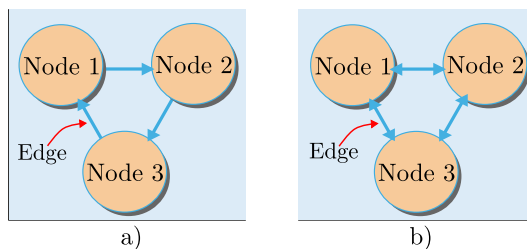


Figura 2.8: a) Esquema de un grafo dirigido. b) Esquema de un grafo no dirigido.

- ◇ **Nodos:** Representan a los agentes individuales dentro del sistema.
- ◇ **Aristas:** Representan las conexiones de comunicación o el intercambio de información entre los agentes.

Dependiendo de la naturaleza de la interacción, las aristas pueden clasificarse en:

- ◇ **Dirigidas:** Indican una relación unidireccional, es decir, la información fluye en un único sentido de un agente a otro (Figura 2.8 a)).
- ◇ **No dirigidas:** Representan una relación bidireccional, lo que implica que la comunicación entre agentes es mutua (Figura 2.8 b)).

El comportamiento dinámico de un agente i -ésimo puede modelarse mediante un sistema de ecuaciones diferenciales ordinarias [38]:

$$[\dot{x}_i(t)] = f(x_i(t), u_i(t)) , \quad (2.21)$$

donde $x_i(t) \in \mathbb{R}^n$ es el vector de estado del agente i -ésimo en el instante de tiempo t , y $u_i(t) \in \mathbb{R}^m$ es el vector de control en el mismo instante, calculado a partir de la información recibida de sus agentes vecinos. La función f define el vector con la dinámica específica del sistema que rige el comportamiento del agente.

Un caso particular de interés es el de los sistemas lineales invariantes en el tiempo. Sea un sistema donde cada agente tiene una única variable de estado y una única salida, la matriz de estados del sistema es $x = [x_1 \dots x_N]^T \mid x_i \in \mathbb{R} \forall i \in N_i$, donde el conjunto de vecinos del i -ésimo agente es N_i , y $u = [u_1 \dots u_N] \mid u_i \in \mathbb{R} \forall i \in N_i$. Entonces, la dinámica global del sistema está dada por:

$$\dot{x}(t) = A_{sys}x^T(t) + B_{sys}u(t) , \quad (2.22)$$

siendo $A_{sys} \in \mathbb{R}^{N \times N}$ y $B_{sys} \in \mathbb{R}^{N \times M}$ matrices constantes que caracterizan la dinámica del sistema global. En este contexto, se asume que todos los agentes poseen la misma dinámica, por lo que las matrices A_{sys} y B_{sys} son idénticas para cada agente i

Los MAS enfrentan diversos desafíos, entre los cuales destaca el control coordinado. Este concepto se refiere a la capacidad de múltiples agentes para colaborar y alcanzar un objetivo común, como el consenso [39], [40]. En este proceso, los agentes ajustan sus acciones en función de la información local disponible, asegurando una cooperación efectiva. Este aspecto se analiza en detalle en la siguiente sección.

2.3.3. Protocolo de Consenso

El problema de consenso es un concepto fundamental en el control distribuido, cuyo objetivo es que un grupo de agentes logre un acuerdo sobre una variable de interés. Esto se consigue mediante el intercambio de información y la interacción únicamente con sus agentes vecinos. Este problema es crucial en el control coordinado, ya que permite diseñar protocolos y algoritmos que garanticen movimientos sincronizados y acuerdos colectivos, incluso en condiciones de intercambio de información limitado, poco confiable o con topologías de interacción dinámicas.

Para el problema de consenso, la comunicación entre los agentes se modela como un grafo no dirigido $\mathbb{G} = (\mathbb{V}, \mathbb{E}, A)$, donde:

- ◊ $\mathbb{V} = \{1, \dots, N\}$ es el conjunto de nodos (p. ej, voltajes de los capacitores).
- ◊ \mathbb{E} es el conjunto de aristas (p. ej, la red de comunicación entre *LC*s del MMC).
- ◊ $A = [a_{ij}] \in \mathbb{R}^{N \times N}$ es una matriz de adyacencia ponderada. Aquí, $a_{ij} > 0$ si $j \in N_i$ (es decir, si hay un enlace entre los nodos i e j); de lo contrario, $a_{ij} = 0$.

La teoría del consenso se puede presentar como un protocolo distribuido de control. En este protocolo, cada agente ajusta su estado en función de la diferencia entre su valor actual y el de sus vecinos [41], [42]. Matemáticamente, se expresa como:

$$u_i(t) = k_i \sum_{j=1}^{N_i} a_{ij} (x_j(t) - x_i(t)) , \quad (2.23)$$

donde:

- ◊ $u_i(t)$ es la acción de control del agente i -ésimo.
- ◊ $x_i(t)$ y $x_j(t)$ son los estados de los agentes i -ésimo y j -ésimos, respectivamente, en el tiempo t . Estos tienen dinámica integral asociados a la ecuación presentada en (2.22).
- ◊ a_{ij} es el peso asociado a la conexión entre los agentes i -ésimo y j -ésimos.
- ◊ k_i corresponde a la ganancia de retroalimentación. Por diseño k_i es igual para todos los agentes.

La dinámica del sistema basado en protocolo de consenso, se escribe como:

$$\dot{x}(t) = -k_i Lx(t) , \quad (2.24)$$

donde la función de transferencia de la planta es un integrador. Los elementos clave de esta ecuación son el vector de estado $x(t) = [x_1, x_2, \dots, x_N]^T$, que representa los valores de cada uno de los N agentes, y k_i , una constante de ganancia positiva que controla la velocidad de ajuste del estado para el agente i . La matriz L corresponde a la matriz Laplaciana, la cual es una representación matemática de la red de comunicación entre los agentes. Se define como $L = D - A$, donde D es la matriz diagonal de grados, con elementos $D_{ii} = \sum_j a_{ij}$ que indican el número de enlaces de comunicación conectados al i -ésimo agente, y A es la matriz de adyacencia, que describe las conexiones directas entre los agentes..

En este contexto, el protocolo garantiza que, siempre que el grafo sea conexo, los agentes converjan a un mismo estado (véase estabilidad en el Anexo A). En otras palabras, debe existir un camino entre cualquier par de nodos. Si la conectividad se pierde, el sistema se fragmenta en subgrupos independientes, cada uno alcanzando un consenso distinto, lo que impide lograr un consenso global.

En las siguientes secciones, se explora cómo estos conceptos teóricos se aplican al diseño de protocolos de consenso para sistemas de control distribuido (con foco en el MMC). Como se ilustra en la Figura 2.9, cada agente en MAS calcula su acción de control $u_i(t)$ de forma reiterada y en tiempo continuo para un análisis simplificado. En esta propuesta, la planta se modela como un integrador de primer orden.

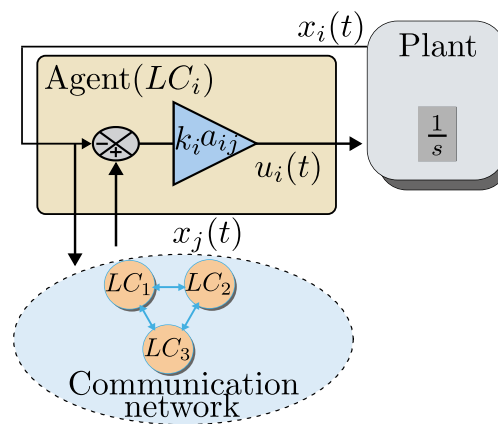


Figura 2.9: Esquema básico de protocolo de consenso en MAS.

A pesar de que el protocolo de consenso tradicional requiere que cada agente actualice su acción de control en cada paso de tiempo, existen MAS con dinámicas lentas como en el control de balance de voltaje intracluster del MMC, donde no es necesario utilizar información en cada instante de muestreo del LC porque el comportamiento no varía, por lo tanto la corrección de la acción de control no es significativamente diferente a las previas.

Esta característica representa una desventaja significativa, ya que el LC , encargado del control intracluster, se ve obligado a ejecutar el algoritmo de consenso a la velocidad de las tareas de alto nivel (velocidad rápida). Esto conlleva un uso ineficiente y no óptimo de su

recurso computacional y eventualmente requiriendo un alto ancho de banda para la red de comunicación. Lo anterior se puede abordar utilizando métodos de control ET y ST, los que se presentan a continuación.

2.3.4. Protocolo de Consenso del Tipo Event-Triggered (ET)

Una línea de investigación que aborda los problemas de consenso en MAS con el objetivo de reducir el esfuerzo de los agentes es la de los algoritmos basados en ET y ST. Estos enfoques han surgido como soluciones eficientes para disminuir la comunicación y la cantidad de actualizaciones de control, preservando la estabilidad del sistema y asegurando la convergencia de los agentes hacia un estado de consenso [37]. Como se puede inferir de la ecuación (2.23), la naturaleza del protocolo de consenso es intrínsecamente dependiente del tiempo. Esto se debe a que la acción de control $u_i(t)$ de cada agente se calcula de forma continua, basándose en los estados actuales de su propio nodo, $x_i(t)$, y de sus vecinos, $x_j(t)$. Este cálculo iterativo en cada instante de muestreo es fundamental para su funcionamiento.

En contraparte, el control del tipo ET actualiza la acción de control de un agente determinado solo cuando se cumple una condición predefinida (ocurre un evento), es decir, sus actualizaciones son asíncronas. Esto permite reducir el consumo de recursos computacionales en comparación con las estrategias de control basadas en protocolo de consenso sin comprometer el desempeño del sistema. Como se detalla en la Figura 2.10, la implementación práctica del control ET refleja esta reducción de carga computacional, ya que el bloque “Sample & Hold” mantiene la acción de control enclavada en el instante de la última actualización t_k^i , evitando el cálculo iterativo.

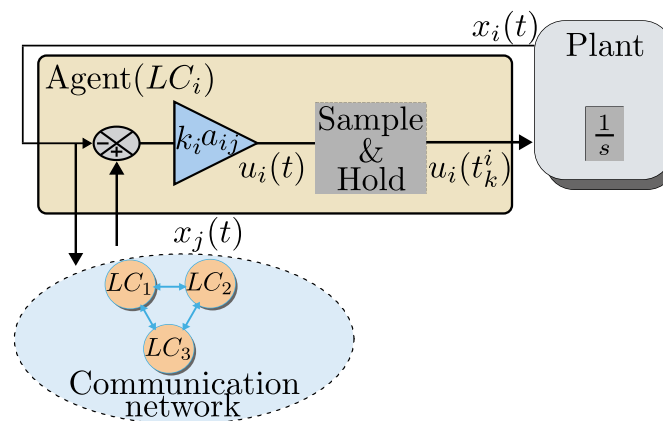


Figura 2.10: Esquema básico de enfoque ET en MAS.

El bloque “Sample & Hold” funciona de acuerdo con los principios descritos en [43], [44]: la actualización de la acción de control ocurre únicamente cuando una métrica de error, como la diferencia entre el último estado actualizado y el estado actual ($error(t) =$

$x_i(t_k) - x_i(t)$, supera un umbral determinado [45]. Este umbral define la tolerancia permitida en la desviación del estado antes de que se requiera una nueva acción de control. La elección de este umbral es crucial, ya que afecta directamente tanto el rendimiento del sistema como la cantidad de eventos generados.

Matemáticamente, la regla de disparo *Event Trigger Condition* (ETC, por sus siglas en inglés), desde el un punto de vista de tiempo continuo, puede definirse como:

$$\|\text{error}(t)\| \geq \text{cota}(t) , \quad (2.25)$$

donde, la $\text{cota}(t)$ puede ser dependiente del estado, constante o una mezcla de ambas. La cota está estrictamente ligada a la estabilidad del sistema a través de un análisis de Lyapunov, el cual tiene por objetivo determinar qué tan lejos pueden desviarse los estados sin que se requiera una nueva acción de control.

Anteriormente se presentó ETC, sin embargo, lo relevante es determinar cuándo ocurre dicha condición. Es por esto, que el instante del próximo evento asociado al i -ésimo agente, se define como:

$$t_{k+1}^i = t_k^i + \max \{ \tau_k^i, t_{\min}^i \} , \quad (2.26)$$

donde, t_{\min}^i es un tiempo mínimo positivo, t_k^i es el tiempo de la última actualización local y τ_k^i es el tiempo de la próxima actualización local, el cual se activa cuando el error alcanza el umbral definido por la condición de evento.

Para evitar el comportamiento Zeno (actualizaciones infinitas en un intervalo de tiempo finito, véase Anexo B), la ecuación (2.25) incorpora tanto un tiempo mínimo como un máximo entre eventos. De este modo, se garantiza un intervalo entre actualizaciones y se establece un límite superior relacionado con la vida útil del algoritmo de cada agente. Así, el criterio de control basado en eventos (ETC) se redefine como:

$$\mathbf{ETC:} \quad \exists \tau_k^i \in [t_{\min}^i, t_{\max}^i] \text{ tal que } \|\text{error}(t)\| \geq \text{cota}(t) . \quad (2.27)$$

Este criterio determina el instante en que se actualiza la acción de control $u_i(t)$, tal como se muestra en la Figura 2.10 y se formaliza en la ecuación (2.23), la cual actúa sobre la planta.

2.3.5. Protocolo de Consenso del Tipo Self-Triggered (ST)

Como se explico previamente, el enfoque ET aborda la reducción de carga computacional del agente mediante la disminución de actualizaciones de la acción de control local. En este sentido el control del tipo ST extiende el enfoque previo ET, eliminando la necesidad de intercambio continuo de los estados locales y vecinos para el calculo de la cota y el error. En su lugar, el agente utiliza la última información recibida de los vecinos, y en

base a esto, calcula la evolución temporal de las variables para la cota y el error. Esto permite determinar el siguiente instante de actualización de la acción de control local y, consecuentemente, actualizar dicha acción y el estado local del agente. La Figura 2.11 ilustra el funcionamiento del enfoque ST. Similar al enfoque ET, este esquema utiliza un bloque “Sample & Hold₁” para mantener la acción de control local desde la última actualización t_k^i . No obstante, una diferencia clave es que se incorpora un segundo “Sample & Hold₂” para modelar que el agente utiliza y comparte su estado local en instantes de tiempo asíncronos, es decir, en el instante de tiempo t_k^i . Siguiendo el enfoque ST, el agente actualiza la acción de control local y el estado local (para ejecutar su algoritmo) en el mismo instante t_k^i . Estos tiempos no tienen que ser iguales, depende del enfoque documentado en la literatura científica.

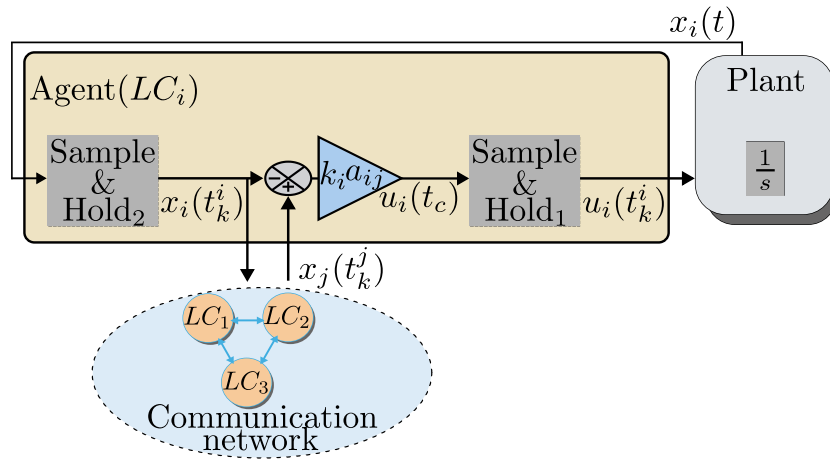


Figura 2.11: Esquema básico de enfoque ST en MAS.

En el enfoque ST, cada agente actualiza y transmite su estado únicamente en los instantes de tiempo de su última actualización t_k^i . Por lo tanto, entre dos instantes consecutivos de actualización de la acción de control local, t_k^i y t_{k+1}^i , dicha acción permanece constante, lo que la convierte en una señal de control por tramos constantes:

$$u_i(t) = u_i(t_k^i), \quad \forall t \in [t_k^i, t_{k+1}^i). \quad (2.28)$$

El objetivo primordial de este enfoque es eliminar la dependencia de los estados locales y vecinos en cada instante de tiempo discreto. Para ello, se emplea manipulación matemática y/o la introducción de variables auxiliares para reescribir el error y la cota, expresándolos únicamente en función de la información recibida en los instantes de actualización previos.

Asumiendo una dinámica de tipo integral, como la definida en la ecuación (2.22), la evolución del estado del agente está dada por:

$$x_i(t) = x_i(t_k^i) + (t - t_k^i)u_i(t_k^i). \quad (2.29)$$

Dependiendo la definición de errores, en este caso, es un error local igual a $e_i(t) = x_i(t_k^i) - x_i(t)$, $t \in [t_k^i, t_{k+1}^i)$. Sustituyendo la definición de (2.29) en la definición del error, se tiene una nueva expresión para el error (que no depende de los estados en cada instante de tiempo) :

$$e_i(t) = \underbrace{-(t - t_k^i)u_i(t_k^i)}_{\text{error}(t)} . \quad (2.30)$$

Para lograr el correcto funcionamiento reduciendo el uso de información, cada agente calcula de manera anticipada el próximo instante de actualización basándose en modelos dinámicos del sistema y en la información previamente recibida, utilizando un calculo de la evolución futura del estado y de ETC [46]. En este caso se tiene una expresión para el error, basado en la ultima acción de control en t_k^i .

En este contexto, ETC se vuelve fundamental. El instante del próximo evento se define como:

$$t_{k+1} = t_k + \text{máx} \{ \tau_k, t_{\min} \} , \quad (2.31)$$

donde, t_{\min}^i es un tiempo mínimo positivo, t_k^i es el tiempo de la última actualización local y τ_k^i es el tiempo de la próxima actualización local, el cual se activa cuando el error alcanza el umbral definido por la condición de evento.

Como se definió previamente a ETC:

$$\mathbf{ETC:} \quad \exists \tau_k^i \in [t_{\min}^i, t_{\max}^i] \text{ tal que } \|\text{error}(t)\| \geq \text{cota}(t) , \quad (2.32)$$

la $\text{cota}(t)$, como se mencionó previamente está expresada en función de variables auxiliares y/o expresión que no dependen de los estados en cada instante de tiempo. Este termino, está estrictamente ligada a la estabilidad del sistema a través de un análisis de Lyapunov. La complejidad del método en términos matemáticos varía según la estrategia utilizada, buscando siempre evitar comportamientos tipo Zeno y la inestabilidad del sistema. Cabe destacar que, en las propuestas de la literatura, tanto la definición de la función de error como la selección de la cota son elementos clave que suelen modificarse con el fin de ajustar la sensibilidad del disparo del evento y cambiar el desempeño del sistema bajo diferentes condiciones operativas.

Resumen Enfoques ET y ST

En secciones previas, se hizo mención al protocolo de consenso, a partir del cual surgen protocolos de consenso del tipo ET y ST que solucionan algunas desventajas del consenso. Estos dos últimos enfoques buscan reducir la comunicación con otros agentes y disminuir la carga computacional del propio agente. Sus principales características en términos de eficiencia de recursos y aplicabilidad en diferentes escenarios, se detallan en la Tabla 2.1 que

se presenta a continuación. Cabe destacar que las técnicas ET y ST no se han aplicado al MMC como se detalló en la sección estado del arte, lo que constituye la novedad de esta tesis.

Tabla 2.1: Comparativa entre los enfoques ET y ST [47], [48].

Características	ET	ST
Reducción de eventos de comunicación	No	Sí
Respuesta rápida a cambios en el sistema	Sí	No
Monitoreo continuo de los estados	Sí	No
Carga computacional en tiempo real	Alta	Baja
Adaptabilidad a cambios rápidos en el sistema	Alta	Baja
Dependencia de modelos precisos	Baja	Alta

2.4. Técnica Hardware-in-the-Loop (HIL)

En el campo de la electrónica de potencia, la validación de propuestas de investigación en entornos que emulen con alta fidelidad las condiciones de un sistema real es una tarea esencial. La técnica HIL permite verificar y validar el comportamiento de los controladores en un entorno simulado que replica las condiciones reales de operación. Esto facilita la detección temprana de errores, la optimización de parámetros y la evaluación del rendimiento bajo diversas condiciones, incluyendo escenarios de falla, sin comprometer componentes físicos.

Esta técnica tiene aplicaciones en numerosos campos, como los sistemas de generación de energía renovable [49], los accionamientos de motores [50], [51], los sistemas de transmisión HVDC [52], los vehículos eléctricos [53], los aviones [54] y las diferentes implementaciones de setups experimentales en MG [55]. Entre las empresas más reconocidas en este ámbito se encuentran Opal RT, Plexims, RTDS, Typhoon HIL y Imperix, entre otras. Estas plataformas se caracterizan por ofrecer tiempos de simulación extremadamente pequeños, llegando a escalas de microsegundos o incluso nanosegundos. Esto permite realizar simulaciones en RT, una característica especialmente valiosa para la validación de sistemas complejos y dinámicos.

Gracias a sus capacidades avanzadas, los simuladores HIL han ganado gran aceptación tanto en el ámbito académico como en el industrial. Se han consolidado como herramientas indispensables para el desarrollo y prueba de nuevas tecnologías en electrónica de potencia. Como se puede observar en la Figura 2.12 se presenta un esquema clásico de HIL. A la izquierda, se encuentra el simulador donde se implementa el modelo del convertidor, mientras que a la derecha se ubica el controlador, en el cual se realizan diversas pruebas sobre el controlador diseñado, implementado en microcontroladores dedicados. El entorno HIL se

caracteriza por la interacción en tiempo real entre el convertidor y el controlador, a través del intercambio de señales, tales como las señales de modulación y las mediciones de voltaje y corriente correspondientes.

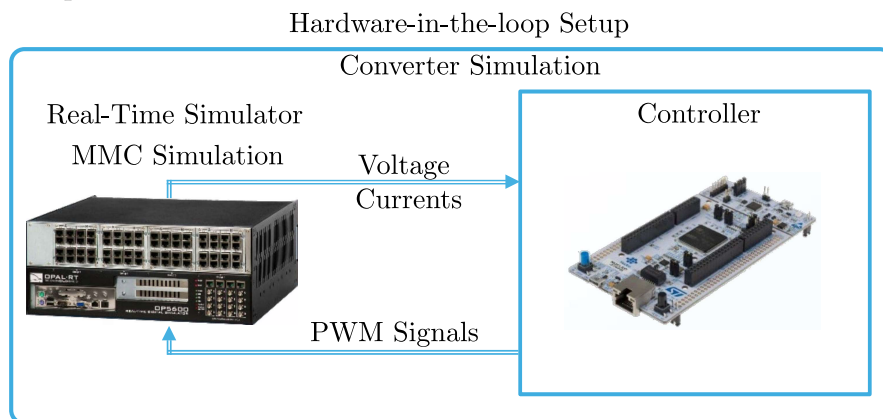


Figura 2.12: Esquema básico de un sistema HIL de MMC.

La técnica de validación HIL representa una etapa inicial en el proceso de validación de investigación, especialmente útil en áreas como la electrónica de potencia, donde se evalúan estrategias de control para sistemas eléctricos. No obstante, esta constituye solo el primer paso dentro de un proceso más amplio. Una vez obtenidos resultados satisfactorios, es posible avanzar hacia técnicas de validación más avanzadas, como el *Rapid Control Prototyping* (RCP, por sus siglas en inglés) y el *Power Hardware-in-the-Loop* (P-HIL, por sus siglas en inglés), las cuales se describen en la Tabla 2.2.

Tabla 2.2: Características principales de las técnicas RCP y P-HIL

	Características
RCP	Técnica que involucra el desarrollo y prueba de algoritmos de control en hardware dedicado, simulando el entorno de operación real del sistema. Permite la validación temprana del controlador en un ambiente controlado aproximado al real [56].
P-HIL	Técnica que integra hardware y simulaciones digitales para evaluar sistemas de potencia o convertidores en un entorno controlado. ◇ Se logra mediante el uso de amplificadores de potencia, algoritmos de interfaz especializados y un diseño flexible del sistema de pruebas. Permite replicar condiciones reales de carga y operación en redes eléctricas, proporcionando una evaluación precisa del desempeño del sistema de control bajo diversas condiciones [57].

En el contexto de este trabajo de tesis, y siguiendo esta metodología, las propuestas de control distribuido se validarán mediante la técnica HIL, utilizando el simulador OP4512 disponible en el laboratorio SCoPE Lab de la Universidad de O’Higgins.

Capítulo 3

Propuestas de Sistemas de Control Distribuido para el Control Intracluster en el MMC

Introducción del Capítulo

Los capítulos anteriores introdujeron conceptos clave y revisaron la literatura académica existente para sustentar las bases teóricas de este trabajo de tesis. En este sentido, el presente capítulo expone las estrategias de control distribuido propuestas para el control de voltaje intracluster en el *Modular Multilevel Converter* (MMC, por sus siglas en inglés), dividiéndose en tres partes fundamentales. Primero, se formula el control de voltaje distribuido a partir de la dinámica de los *Submodules* (SMs, por sus siglas en inglés) del MMC. Luego, se presentan cuatro propuestas de control distribuido, haciendo énfasis en el diseño de los esquemas *Event Trigger Condition* (ETC, por sus siglas en inglés) y sus respectivos análisis de estabilidad. Finalmente, se analiza la función *limh*, empleada para disminuir la cantidad de eventos una vez que los voltajes de los capacitores alcanzan el consenso, lo cual resulta especialmente relevante por la naturaleza del MMC. Además, se introducen los índices de desempeño utilizados para comparar las distintas propuestas y se abordan consideraciones prácticas de implementación, con énfasis en el diseño de un filtro de primer orden en cascada.

3.1. Formulación de la Dinámica de los SM para el Control Intracluster

Como se explicó en el capítulo de “Marco Teórico”, el MMC está conformado por seis brazos, con N SM s en cada uno. En este trabajo, se utiliza un convertidor con un total de 18 SM s, lo que corresponde a $N = 3$ SM s por brazo. La topología considerada es para aplicaciones *High Voltage Direct Current* (HVDC, por sus siglas en inglés), donde el puerto AC se conecta a una red trifásica y el puerto DC a una resistencia, la cual simula el enlace DC. Con respecto a los SM s, estos están configurados con una topología *Half-Bridge* (HB, por sus siglas en inglés).

El MMC es un sistema *Multiple-Input Multiple-Output* (MIMO, por sus siglas en inglés), lo que significa que su correcto funcionamiento depende del control preciso de múltiples variables de entrada y salida [58]. Para gestionar esta complejidad, las tareas de control se desglosan en diferentes niveles, como se detalla en la Figura 1.2 (sección 1.2). En dicha figura se abordan el control del voltaje de los SM s, el control de las corrientes del convertidor y el control local del balance intracluster. Con el fin de ilustrar esto, la Figura 3.1 muestra el esquema distribuido de control local de un SM , un diseño que se replica para todos los demás SM s. Este sistema se organiza en dos niveles de control jerárquico:

- ◊ **Control centralizado:** Responsable del control global del convertidor (tareas de alto nivel), caracterizándose por un esquema anidado de lazos de control de corriente y voltaje de los SM s. El *Central Controller* (CC, por sus siglas en inglés) calcula las referencias necesarias para el funcionamiento coordinado del convertidor (D_i/N en Figura 3.1). Además, la repuesta de control del lazo es del orden de los milisegundos.
- ◊ **Control local distribuido:** En cada submódulo, se realiza el balance de voltaje intracluster de forma local (tareas de bajo nivel). Donde la repuesta de control del lazo es del orden de segundos. Además, se realiza la modulación correspondiente.

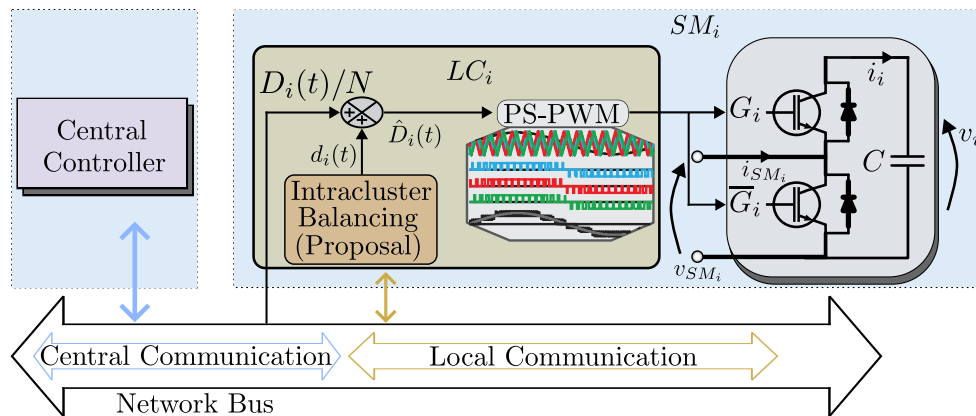


Figura 3.1: Esquema de control distribuido en el MMC.

El esquema de control distribuido detallado en la Figura 3.1, está compuesto por un CC y un SM i -ésimo. El SM incluye un *Local Controller* (LC , por sus siglas en inglés), cuya función es gestionar el módulo de potencia con configuración de HB. El CC se comunica a través de un canal de comunicación central, mientras que el LC interactúa con otros LC s mediante un canal de comunicación distribuido. Para el correcto funcionamiento del MMC, el CC envía una acción de control de alto nivel al SM i -ésimo, denominada $D_i(t)/N$, donde N es el número de SM por brazo del convertidor. A esta componente se le suma una acción de control local de bajo nivel denominada $d_i(t)$ (ver Figura 3.1). En particular, el LC se encarga del control de voltaje intracluster (generada localmente por el LC). Posteriormente, la suma de ambas componentes se utiliza para la síntesis de la señal moduladora a través de la técnica PS-PWM.

Con el objetivo de formular la acción de control de bajo nivel $d_i(t)$ para el balance intracluster, se parte del análisis de la dinámica del i -ésimo SM . Dicho comportamiento dinámico está descrito por una ecuación integral, la cual corresponde a:

$$v_i(t) = v_i(0) + \frac{1}{C_i} \int_0^t i_i(t) dt , \quad (3.1)$$

donde $v_i(0)$ es el voltaje inicial del capacitor, C_i denota la capacitancia asociada, e $i_i(t)$ es la corriente a través del capacitor. La integral se evalúa desde $t = 0$ hasta el instante de análisis t , abarcando el intervalo de tiempo en el que se estudia el fenómeno dinámico.

Además, se tiene que:

$$\begin{aligned} i_i(t) &= \hat{D}_i(t) i_{SM_i}(t) , \\ v_i(t) &= \hat{D}_i(t) v_{SM_i}(t) , \end{aligned} \quad (3.2)$$

donde, $i_{SM_i}(t)$ es la corriente del SM i -ésimo y $v_{SM_i}(t)$ es el voltaje del SM i -ésimo. Adicionalmente, se introduce $\hat{D}_i(t)$, el cual corresponde al índice de modulación. Este índice de modulación se define debido a que no se tiene acceso directo al valor de la modulación real dentro del esquema de control. Esto se ha realizado en [59], [60].

Luego, la dinámica del capacitor (3.1) se reescribe sustituyendo $i_i(t) = \hat{D}_i(t) i_{SM_i}(t)$, obteniendo:

$$v_i(t) = v_i(0) + \frac{1}{C_i} \int_0^t \hat{D}_i(t) i_{SM_i}(t) dt . \quad (3.3)$$

Para simplificar la integral, se introduce una aproximación de corriente constante. Dado que la capacitancia C_i es elevada y la dinámica del voltaje del capacitor v_i es significativamente más lenta que la corriente del SM $i_{SM_i}(t)$, la corriente $i_{SM_i}(t)$ puede aproximarse por su componente de valor promedio, $i_{i,avg}$, y extraerse de la integral. Esto es una suposición estándar en el modelado con convertidores de potencia, que permite desacoplar la dinámica rápida de la conmutación de la dinámica lenta del voltaje.

Definiendo la constante ζ_i como $\zeta_i = \frac{i_{i,avg}}{C_i}$. Es por esto que la ecuación de la dinámica del capacitor (3.3) se simplifica como:

$$v_i(t) = v_i(0) + \zeta_i \int_0^t \hat{D}_i(t) dt . \quad (3.4)$$

A continuación se deriva la ecuación (3.4)

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(v_i(t)) &= \frac{d}{dt} \left(v_i(0) + \zeta_i \int_0^t \hat{D}_i(t) dt \right) = \frac{d}{dt}(v_i(0)) + \frac{d}{dt} \left(\zeta_i \int_0^t \hat{D}_i(t) dt \right) \\ \dot{v}_i(t) &= \zeta_i \hat{D}_i(t) , \end{aligned} \quad (3.5)$$

Como se observa en (3.2) el término $\hat{D}_i(t)$, se puede escribir en función de corrientes y voltajes, que para este análisis se observará desde la segunda forma. En [6], este término se formula a partir de los objetivos de control del MMC. Este se puede desacoplar naturalmente como la suma de dos componentes que corresponden a los niveles jerárquicos de control explicadas con anterioridad (ver Figura 3.1):

$$\hat{D}_i(t) = \frac{D_i(t)}{N} + d_i(t) . \quad (3.6)$$

El término $D_i(t)$ es una variable conocida, ya que su valor es determinado y regulado por el control de nivel superior (CC). Esto se puede ver como un punto de operación. Por lo tanto, el control de nivel inferior (*LCs*) se centra únicamente en las tareas de bajo nivel, que constituyen el foco principal de este trabajo. A partir de esto, en [6] se ha propuesto implementar una función basada en un protocolo de consenso para los voltajes de los capacitores. Este enfoque distribuye el control considerando las diferencias de voltajes entre los *LCs*, lo que permite una implementación distribuida y eficiente. Estas diferencias se expresan como:

$$d_i(t) = K_i \sum_{j=1}^{N_i} (v_j(t) - v_i(t)) . \quad (3.7)$$

En esta expresión, N_i representa el conjunto de submódulos vecinos con los que el submódulo local establece comunicación para el balance de voltaje, y la diferencia $(v_j(t) - v_i(t))$ es protocolo de consenso distribuido. La ganancia de control total K_i se define de manera compuesta como $K_i = \gamma k_i$; donde γ es una ganancia de retroalimentación, mientras que k_i es una ganancia que se ajusta según la estrategia de control basada en eventos que se esté implementando.

Para considerar una implementación en un MMC real, se discretizan los pasos de tiempo del algoritmo de la ecuación 3.7, reescribiendo la expresión de la siguiente forma:

$$d_i(t_c) = K_i \sum_{j=1}^{N_i} (v_j(t_c) - v_i(t_c)) , \quad (3.8)$$

aquí, t_c denota los instantes discretos de tiempo en los cuales el *LC* ejecuta su algoritmo y actualiza la señal de control $d_i(t_c)$. Dado que el *LC* opera en tiempo discreto, t_c se expresa como $t_c = kT_c$, donde k es un entero positivo que indica el número de paso y T_c es el periodo de muestreo o tiempo entre actualizaciones consecutivas del controlador.

Hasta este punto, se ha considerado una dinámica continua del convertidor, discretizada mediante controladores que operan con un paso de tiempo del CC, como se ilustra en la Figura 3.2 a). Sin embargo, las propuestas desarrolladas en este trabajo de tesis se caracterizan por emplear períodos de actualización asíncronos, tal como se muestra en la Figura 3.2 b).

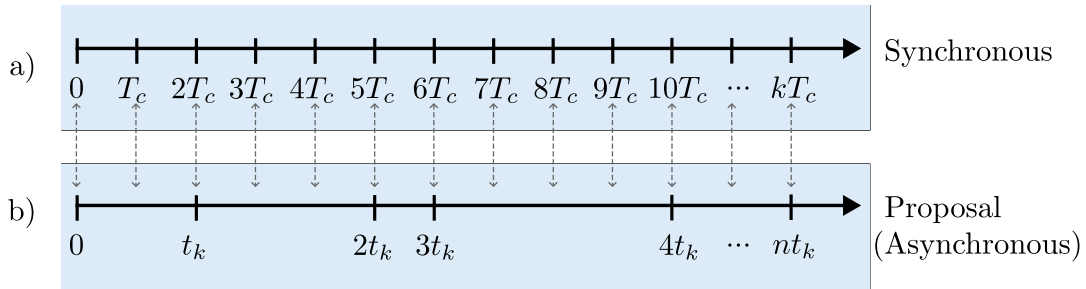


Figura 3.2: a) Representación paso de tiempo de los LCs. b) Representación paso de tiempos t_k de las propuestas.

3.2. Propuesta Event-Triggered (ET₁)

En los esquemas de control distribuido para el MMC existe una jerarquía de control donde la dinámica de los capacitores se considera una tarea de bajo nivel como se ha explicado previamente. Como detalla la revisión de la literatura, este control se realiza comúnmente bajo un protocolo de consenso. Este protocolo, descrito matemáticamente en (3.8), es una acción de control de naturaleza iterativa que se ejecuta de forma sincrónica en cada paso de tiempo del LC (como se ilustra en la Figura 3.2 a)), coincidiendo con el mismo paso de tiempo del CC. Además, su implementación requiere un intercambio constante de información entre los SMs sobre sus estados de voltaje, lo que implica un uso intensivo del canal de comunicación distribuido. Esta necesidad de ejecución sincrónica lo convierte en un enfoque sobredimensionado desde el punto de vista del ancho de banda del canal de comunicación y del uso de capacidad de cómputo del CC.

En cambio las propuestas de control distribuido del tipo ET, tienen como característica principal que dicha acción de control es asincrónica (como se ilustra en la Figura 3.2 b)). Por lo tanto, se propone disminuir la carga computacional del LC reduciendo la actualización de dicha acción. Para ello, se memoriza y mantiene el valor de la acción de control calculada en el último instante de activación t_k^i a través de un bloque de muestreo y retención de señal (Sample & Hold en inglés), evitando su recálculo en cada paso de tiempo del CC.

La propuesta ET₁ inspirada en [23], se presenta en la Figura 3.3, considerando un brazo genérico del convertidor. Cada SM incluye su módulo de potencia y un LC. Este último es clave, ya que se encarga de generar la señal PWM mediante la técnica PS-PWM. Dicha señal se sintetiza a partir de la suma de dos componentes de control: una recibida del CC y otra generada localmente. El LC se ocupa del balance intracluster, donde se ejecuta la propuesta ET (“Event Trigger Controller”). Para ello, la medición del voltaje local pasa por un *Low Pass Filter* (LPF, por sus siglas en inglés) para el cálculo del algoritmo, por lo que se utiliza el sufijo ($\hat{\cdot}$) para indicar que estas variables de voltaje han sido filtradas. En esta etapa se encuentran los puertos de transmisión (Tx) y recepción (Rx) de información asociadas a los algoritmos de control. De esta manera, la salida $d_i(t_k^i)$ tiene por objetivo reducir la cantidad de eventos de la acción de control local, es decir, la actualización de $d_i(t_c)$, permitiendo reducir el uso computacional del LC (ver índice de desempeño Index1 de Sección 3.7). En las Figuras 3.3 y 3.4, t_c corresponde al tiempo de muestreo definido por el algoritmo de consenso.

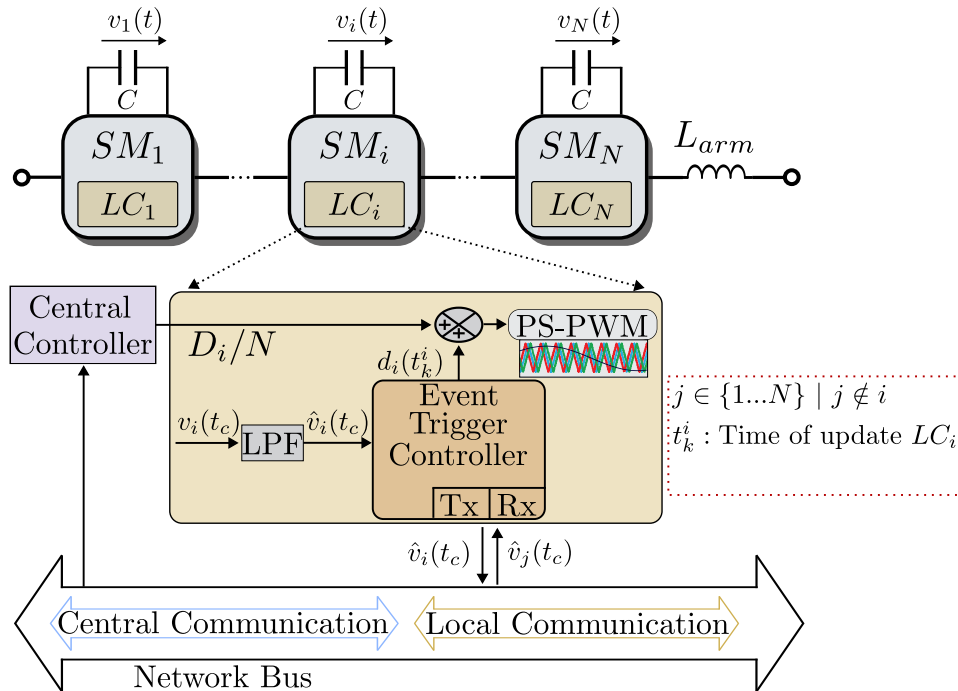


Figura 3.3: Estrategia ET₁ en un brazo genérico del MMC.

Profundizando en el accionar del “Event Trigger Controller”, la Figura 3.4 detalla a “Trigger Logic”. A este bloque ingresa el voltaje local filtrado, así como los voltajes de los SMs vecinos. Una vez que el LC obtiene esta información, computa el término $z_i(t_c)$ y $e_i(t_c)$, que corresponden a una variable de estado relativo y al error local, respectivamente. También se define el tiempo entre eventos como δt_k^i , cuyos límites mínimo y máximo se explican más adelante, al igual que la función $limh(t_c)$. Esto es crucial para establecer la condición de evento. En consecuencia, la acción de control local $d_i(t_c)$ se actualizará en el instante t_k^i únicamente cuando se cumpla alguna de las condiciones descritas en las ecuaciones 1 o 2 de la figura.

Después de detallar la lógica de la propuesta ET, es fundamental abordar su diseño. Para ello, la siguiente sección se enfoca en la formulación de ETC.

3.2.1. Diseño de ETC

El diseño de ETC se centra en determinar el momento exacto de la siguiente actualización de la acción de control local. Esta estrategia, se basa en la propuesta de [23]. Con el objetivo de formular ETC, se parte de la definición de un error local de medición de voltajes para el LC i -ésimo como:

$$e_i(t_c) = v_i(t_k^i) - v_i(t_c) . \quad (3.9)$$

Aquí, $v_i(t_c)$ y $v_i(t_k^i)$ son los estados de voltaje del LC i -ésimo. El primero corresponde al voltaje actual del LC, mientras que el segundo es el voltaje registrado en el último instante de activación, t_k^i . Este error local hace que el diseño de ETC sea sensible a las variaciones de voltaje local.

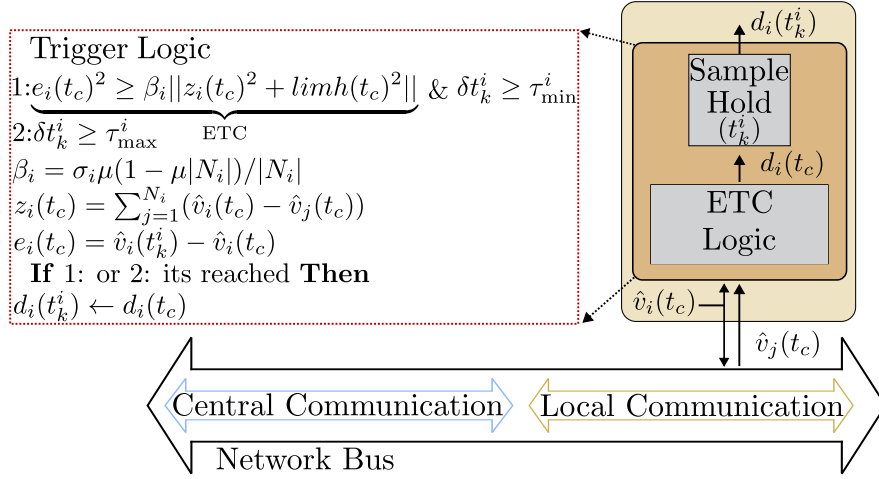


Figura 3.4: Lógica de Trigger en la estrategia ET₁.

Adicionalmente, se define una variable de estado relativa, $z_i(t_c)$, como las diferencias de voltajes de los SM s j -ésimos con respecto al SM i -ésimo:

$$z_i(t_c) = \sum_{j=1}^{N_i} (v_i(t_c) - v_j(t_c)) \quad , \quad i = 1, \dots, N \quad (3.10)$$

A partir de estas variables, se establece ETC para determinar cuándo se debe actualizar el LC :

$$e_i(t_c)^2 \geq \beta_i \|z_i(t_c)^2 + \limh(t_c)^2\| \quad , \quad (3.11)$$

donde la función $\limh(t_c)$, es una función que converge a una constante. Su principal objetivo es garantizar que los eventos se generen de forma regular (ver AnexoB) y, al mismo tiempo, evitar la sobreactivación del LC una vez que los estados alcanzan el consenso. En este trabajo, esta función se propone para relajar a ETC según un criterio definido explicado en secciones posteriores. En este trabajo se propone una función dada por

$$\limh(t_c) = gh \left(\frac{2}{1 + e^{-\alpha t_c}} - 1 \right) \quad (3.12)$$

La función hiperbólica de (3.12) proporciona una dinámica que evoluciona suavemente en el tiempo y converge a una constante, evitando cambios bruscos en ETC. El parámetro gh es un valor de diseño que representa la magnitud de la cota en la función $\limh(t_c)$. Por otro lado, α es una constante de diseño que determina la rapidez con la que $\limh(t_c)$ alcanza su valor final.

Para garantizar un disparo regular en el sistema, es necesario incorporar restricciones de tiempo mínimo y máximo entre eventos al esquema ETC definido en (3.11). Este enfoque asíncrono es crucial para mantener la estabilidad del convertidor y prevenir situaciones indeseadas como el disparo singular y el efecto Zeno. En la Figura 3.5 se observa estos dos tipos de disparos, el eje “x” representa al tiempo de simulación, mientras que el eje “y” se observa la amplitud de la acción de

control. El disparo singular ocurre cuando el error de control excede significativamente el umbral del ETC, forzando al controlador a una corrección brusca e intensa que se manifiesta como una acción de alta amplitud, denotando un gran esfuerzo energético y una falta de suavidad en la respuesta. Por otro lado, el efecto Zeno describe el fenómeno de conmutaciones infinitas en un intervalo finito (véase Anexo B), lo cual se traduce visualmente en una acción de alta amplitud y muy corta duración, indicando que el controlador se sobrecarga al intentar ejecutar múltiples acciones en un instante minúsculo, comprometiendo la eficiencia y la vida útil de los componentes de potencia.

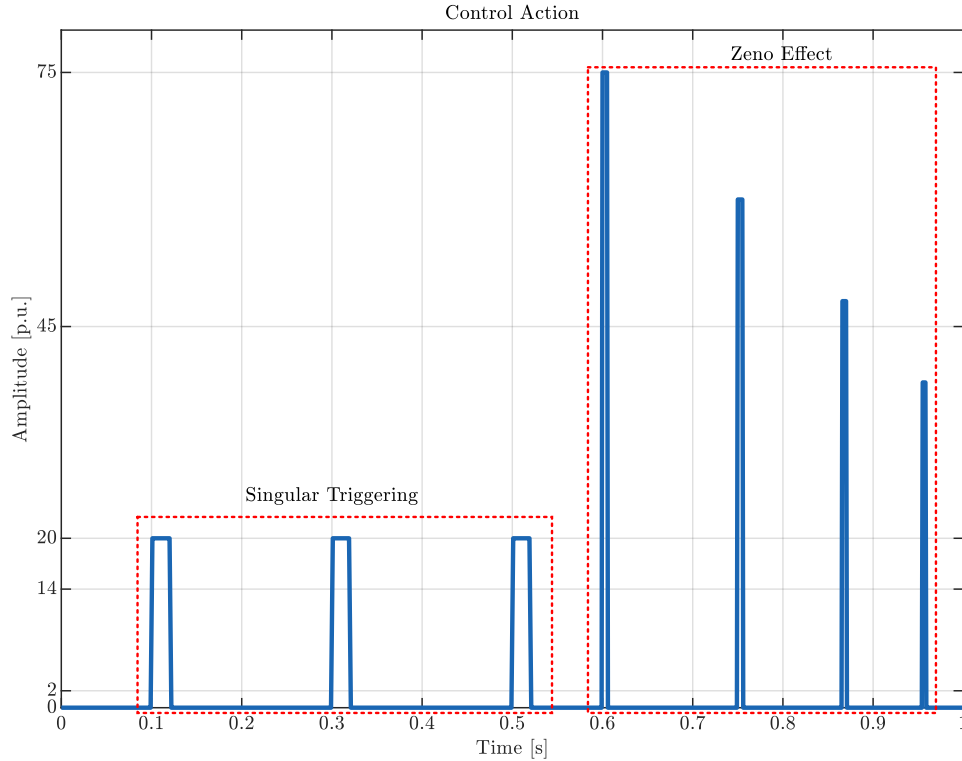


Figura 3.5: Tipos de disparos no deseados.

Bajo estas consideraciones, se deben cumplir las siguientes condiciones:

- ◇ **Tiempo mínimo entre eventos** (τ_{\min}^i): Define un intervalo de tiempo mínimo entre eventos, asegurando que los disparos no ocurran infinitamente rápido. Por lo tanto el siguiente tiempo de evento $\delta t_k^i = t_{k+1}^i - t_k^i$, esta acotado por bajo:

$$\delta t_k^i \geq \tau_{\min}^i > 0, \quad (3.13)$$

- ◇ **Tiempo máximo entre eventos** (τ_{\max}^i): Define un intervalo de tiempo máximo entre eventos, asegurando estabilidad del sistema

$$\delta t_k^i \leq \tau_{\max}^i, \quad (3.14)$$

a partir de estas condiciones, el tiempo asociado al próximo evento se define como:

$$t_{k+1}^i = t_k^i + \max \{ \tau_k^i, \tau_{\min}^i \} , \quad (3.15)$$

donde τ_{\min}^i es un tiempo mínimo positivo que evita comportamientos tipo Zeno, y τ_k^i es el tiempo de la próxima actualización, dado cuando el error alcanza el umbral definido de ETC. Este tiempo se calcula como el instante en el que se satisface la siguiente ecuación:

$$\tau_k^i = \inf_{t_c > t_k^i} \left\{ t_c - t_k^i \mid \underbrace{e_i(t_c)^2 \geq \beta_i \|z_i(t_c)^2 + \limh(t_c)^2}_{\text{ETC}} \right\} . \quad (3.16)$$

Esta ecuación está formada por ETC, donde τ_k^i representa el tiempo de la próxima actualización. Específicamente, τ_k^i es el menor de todos los instantes t_c (posteriores a la última actualización, t_k^i) en los que se satisface ETC. Dicho esto, el parámetro β_i se define como:

$$\beta_i = \sigma \frac{\mu(1 - \mu)|N_i|}{|N_i|} , \quad (3.17)$$

donde σ es un parámetro de diseño, μ un valor en el intervalo $(0, 1/N_i)$ que ajusta la sensibilidad de la condición de activación de eventos y N_i corresponde al número de *SM* j -ésimos que comparten información con el *SM* i -ésimo [23].

Una vez obtenido el instante de la actualización, permite expresar la ecuación relacionada a la acción de control local (3.8) en el instante de tiempo de la última actualización. En donde, la entrada de control para el *LC* i -ésimo está definida como:

$$d_i(t_c) = d_i(t_k^i) , \quad t_c \in [t_k^i, t_{k+1}^i) . \quad (3.18)$$

Se debe notar que $d_i(t_k^i)$ es una función por tramos abarcando el intervalo $[t_k^i, t_{k+1}^i)$. En esta propuesta la ganancia k_i asociada a la acción de control distribuida $d_i(t_c)$ expresada en (3.8) es igual a 1.

3.2.2. Implementación

La estrategia de control propuesta se implementa en los *LCs*. Al ser una red de comunicación distribuida, los *LCs* comparten información entre sí a través de un canal de comunicación distribuido, y también se comunican con el *CC* mediante un canal central. El algoritmo se implementa en el lenguaje de programación de *Matlab*, dentro de un bloque del tipo *function*. Este bloque opera a un tiempo de muestreo discreto, el cual está determinado por el paso de tiempo de la simulación. En esencia, este algoritmo resume el proceso de control del sistema descrito en la Figura 3.3.

A continuación se presenta el algoritmo que implementa la estrategia ET₁ propuesta en esta subsección.

Algoritmo 1: Inicialmente, se definen e inicializan las variables y parámetros necesarios, como b , τ_{\min}^i y τ_{\max}^i . Además, se declaran las variables persistentes t_{pe} (tiempo del evento), d_{pe} (acción de control local) y \hat{v}_{pe} (voltaje filtrado). Estas variables permiten almacenar y mantener la información relevante de la última actualización, lo que es esencial para el correcto funcionamiento del algoritmo. Estas variables permiten mantener la información relevante a lo largo de las distintas iteraciones temporales del sistema. Es importante señalar que el uso del símbolo ($\hat{\cdot}$) en las variables de voltaje indica que dichas señales han sido sometidas a un proceso de filtrado. El propósito y diseño de estos filtros se abordará en secciones posteriores, ya que resultan esenciales para la implementación de las propuestas.

Durante cada iteración, se calcula el error e_i , definido como el error entre la diferencia de estados del último disparo y la actual (según (3.9)), luego se eleva al cuadrado para formar ETC. Además, se establece la condición de activación basada en (3.16), la cual se evalúa en cada iteración para determinar correctamente a ETC.

En la implementación, el LC opera con un tiempo máximo de espera, τ_{\max}^i , para garantizar la estabilidad del sistema. Si la condición de evento no se cumple en este intervalo, es decir, si $\delta t_k^i \geq \tau_{\max}^i$, la salida del controlador se actualiza de forma forzada. Este enfoque ha sido utilizado en diversos estudios científicos para asegurar el correcto funcionamiento del sistema [9], [24], [61]. En este contexto, si además se cumplen la ecuación (3.16) y la expresión (3.13), o si el tiempo entre eventos excede el tiempo máximo de la estrategia del controlador, las variables t_{pe} , d_{pe} y \hat{v}_{pe} se actualizan simultáneamente, asignando sus valores a la salida correspondiente.

Algorithm 1 Propuesta de Control de Consenso Distribuido por ET aplicado en MMC:

1: **Inputs :**

Variables:

t_c ; $\hat{v}_i(t_c)$; $d_i(t_c)$, (definida en (3.7)); $etc = |\beta_i(z(t_c)^2 + \limh(t_c)^2)|$, (definida en (3.11))

Parámetros:

τ_{\min}^i ; τ_{\max}^i

2: **Initialization :**

$b \leftarrow 0$, (variable auxiliar)

t_{pe} ; d_{pe} ; \hat{v}_{pe} , (variables persistentes)

3: **Firts iteration**

Si en la primera iteración t_{pe} , d_{pe} o \hat{v}_{pe} están vacíos

$t_{pe} \leftarrow 0$, $d_{pe} \leftarrow d_i(t_c)$ y $\hat{v}_{pe} \leftarrow \hat{v}_i(t_c)$

4: **Iteration**

Calcular: $e_i = (\hat{v}_{pe} - \hat{v}_i)^2$

Calcular: $\delta t_k^i = t_c - t_k^i$

If ($|e_i - etc| \leq b$ and $\delta t_k^i \geq \tau_{\min}^i$) or $\delta t_k^i \geq \tau_{\max}^i$ **then** {

 Actualizar $t_{pe} \leftarrow t_c$, $d_{pe} \leftarrow d_i(t_c)$ y $\hat{v}_{pe} \leftarrow \hat{v}_i(t_c)$

 Asignar $t_k^i \leftarrow t_{pe}$ y $d_k \leftarrow d_{pe}$

Else {

 Asignar $t_k^i \leftarrow t_k^i$ y $d_k \leftarrow d_k$ }

5: **Outputs:**

t_k^i ; d_k , (definida en (3.18))

3.2.3. Análisis de Estabilidad

En cada brazo del MMC, la comunicación entre los *SMs* puede modelarse como un grafo no dirigido $\mathbb{G} = (\mathbb{V}, \mathbb{E}, A)$, donde:

- ◊ $\mathbb{V} = \{1, \dots, N\}$ es el conjunto de nodos, que representan a los *SMs*.
- ◊ \mathbb{E} es el conjunto de aristas, que representan las conexiones de comunicación entre los *LCs*.
- ◊ $A = [a_{ij}] \in \mathbb{R}^{N \times N}$ es una matriz de adyacencia ponderada.

Los elementos de la matriz de adyacencia A cumplen:

$$a_{ij} = a_{ji} \geq 0, \quad y \quad a_{ij} > 0 \text{ si y solo si } \{i, j\} \in \mathbb{E} .$$

D es la matriz diagonal de grados, donde cada entrada diagonal D_{ij} indica el número de enlaces de comunicación conectados al *SM* i -ésimo.

$$D = \text{diag}(d_1, d_2, \dots, d_N), \quad \text{donde } d_i = \sum_{j=1}^N a_{ij} . \quad (3.19)$$

$L = D - A$ es la matriz Laplaciana asociada al grafo \mathbb{G} , cuyas entradas individuales son:

$$L_{ij} = \begin{cases} d_i & \text{si } i = j, \\ -a_{ij} & \text{si } i \neq j. \end{cases}$$

La dinámica del voltaje de un capacitor se puede escribir como:

$$\dot{v}_i(t) = \zeta_i d_i(t) , \quad (3.20)$$

donde, ζ_i es la ganancia del sistema (MMC) y $d_i(t) = \gamma k_i \sum_{j=1}^{N_i} a_{ij} (v_j(t) - v_i(t))$, con $\zeta_i = \gamma = 1$ para simplicidad.

Para expresar la dinámica global, se empieza con la definición de error:

$$e_i(t) = v_i(t_k^i) - v_i(t) . \quad (3.21)$$

Luego, evaluando (3.20) en la última actualización de control $d_i(t_k^i)$ y reemplazando el valor de $k_i = 1$.

$$\dot{v}_i(t) = d_i(t_k^i) = \sum_{j=1}^{N_i} a_{ij} (v_j(t_k^j) - v_i(t_k^i)), \quad t \in [t_k^i, t_{k+1}^i) . \quad (3.22)$$

Usando la definición de (3.21) para reemplazar $v_i(t_k^i)$ y de forma análoga para $v_j(t_k^j)$, entonces (3.22) queda:

$$\begin{aligned}
 \dot{v}_i(t) &= \sum_{j=1}^{N_i} a_{ij} (v_j(t) + e_j(t) - v_i(t) - e_i(t)) \\
 \dot{v}_i(t) &= \sum_{j=1}^{N_i} a_{ij} (v_j(t) - v_i(t)) + \sum_{j=1}^{N_i} a_{ij} (e_j(t) - e_i(t)) \\
 \dot{v}_i(t) &= - \sum_{j=1}^{N_i} a_{ij} (v_i(t) - v_j(t)) - \sum_{j=1}^{N_i} a_{ij} (e_i(t) - e_j(t)) ,
 \end{aligned} \tag{3.23}$$

Se define los vectores de derivadas, estados y errores como:

$$\dot{v} = \begin{bmatrix} \dot{v}_1 \\ \dot{v}_2 \\ \vdots \\ \dot{v}_N \end{bmatrix}, \quad v = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_N \end{bmatrix}, \quad e = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_N \end{bmatrix}.$$

Así, la ecuación de la dinámica global del sistema es:

$$\begin{aligned}
 \dot{v} &= -Lv - Le \\
 \dot{v} &= -L(v + e) .
 \end{aligned} \tag{3.24}$$

Para garantizar la convergencia asintótica de la ecuación (3.24), es necesario que exista una mínima conectividad entre los nodos del grafo \mathbb{G} . En particular, la matriz Laplaciana L debe cumplir las siguientes condiciones:

- ◇ L tiene un único valor propio nulo, es decir, $\lambda_1(\mathbb{G}) = 0$.
- ◇ El menor valor propio no nulo, $\lambda_2(\mathbb{G})$, determina la conectividad algebraica del grafo y garantiza la existencia de múltiples conexiones entre los nodos.

A continuación, se define una función candidata de Lyapunov, que será utilizada para analizar la estabilidad del sistema. La función propuesta es:

$$V(v) = \frac{1}{2} v^T L v . \tag{3.25}$$

Es importante señalar que el vector de estado de voltajes (v), es implícitamente una función del tiempo, es decir, v . Para que la función candidata de Lyapunov $V(v)$ sea válida, debe cumplir con los siguientes requisitos de estabilidad:

- ◇ **Positividad Definida:** Dado que L es una matriz Laplaciana asociada a un grafo fuertemente conexo, se tiene que $L \succeq 0$ y $\ker(L) = \text{span}\{\mathbf{1}_N\}$. Por lo tanto, $V(v) \geq 0$, y se anula únicamente cuando $v \in \text{span}\{\mathbf{1}_N\}$, es decir, cuando todos los nodos alcanzan consenso.
- ◇ **Continuidad y Diferenciabilidad:** La función candidata de Lyapunov, $V(v)$, debe ser continua y diferenciable en su región de interés. Para garantizar la estabilidad asintótica (o estabilidad asintótica global), se debe cumplir que la derivada temporal de $V(v)$ sea estrictamente decreciente:

$$\frac{dV(v)}{dt} = \dot{V}(v) < 0 \quad \text{para } v \neq 0. \quad (3.26)$$

La derivada temporal de la función de Lyapunov se obtiene como:

$$\frac{dV(v)}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} v^T L v \right), \quad (3.27)$$

aplicando regla del producto en derivadas se tiene:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(v^T L v) &= \left(\frac{d}{dt} v^T \right) L v + v^T \left(\frac{d}{dt} L \right) v + v^T L \left(\frac{d}{dt} v \right) \\ &= \frac{1}{2} \left(\left(\frac{d}{dt} v \right)^T L v + v^T L \left(\frac{d}{dt} v \right) \right). \end{aligned} \quad (3.28)$$

Utilizando la propiedad la transpuesta del producto de varias matrices, el orden de las matrices se invierte y cada matriz se transpone individualmente y recordando que L es matriz simétrica, se tiene que $\left(\frac{d}{dt} v \right)^T L v = v^T L \left(\frac{d}{dt} v \right)$.

Quedando finalmente la expresión:

$$\frac{dV(v)}{dt} = \frac{1}{2} \left(2v^T L \left(\frac{d}{dt} v \right) \right) = v^T L \left(\frac{d}{dt} v \right). \quad (3.29)$$

Por lo cual se tiene que la derivada de (3.29), se escribe utilizando la definición de la dinámica del sistema en (3.24):

$$\begin{aligned} \frac{dV(v)}{dt} &= v^T L (-L(v + e)) \\ &= -v^T L L v - v^T L L e, \end{aligned} \quad (3.30)$$

se define $Lv = \tilde{v} = [\tilde{v}_1 \quad \tilde{v}_1 \quad \dots \quad \tilde{v}_N]^T$; $\tilde{v}_i = \sum_{j=1}^{N_i} a_{ij}(v_i - v_j)$; $Le = \tilde{e} = [\tilde{e}_1 \quad \tilde{e}_2 \quad \dots \quad \tilde{e}_N]^T$; $\tilde{e}_i = \sum_{j=1}^{N_i} a_{ij}(e_i - e_j)$. Además, se define $v^T L = \tilde{v}^T$. Se debe recalcar que todos los SMs del brazo del MMC comparten comunicación esto indica que $a_{ij} = 1$.

Es decir, ahora (3.30) se reescribe como

$$\begin{aligned}
 & -\check{v}^T \check{v} - \check{v}^T \check{e} \\
 & - \sum_{i=1}^{N_i} \check{v}_i^2 - \sum_{i=1}^{N_i} \sum_{j=1}^{N_i} \check{v}_i (e_i - e_j) \\
 & - \sum_{i=1}^{N_i} \check{v}_i^2 - \sum_{i=1}^{N_i} \sum_{j=1}^{N_i} \check{v}_i e_i + \sum_{i=1}^{N_i} \sum_{j=1}^{N_i} \check{v}_i e_j .
 \end{aligned} \tag{3.31}$$

Aplicando la desigualdad de Young $\|a^T b\| \leq \frac{\rho}{2} \|a\|^2 + \frac{1}{2\rho} \|b\|^2$, se tiene:

Se considera la segunda expresión de (3.31):

$$- \sum_{i=1}^{N_i} \sum_{j=1}^{N_i} \check{v}_i e_i . \tag{3.32}$$

Para encontrar una cota superior para este término, primero se aplica la desigualdad de Young al valor absoluto de cada producto dentro de la suma:

$$|\check{v}_i e_i| \leq \frac{\rho}{2} \|\check{v}_i\|^2 + \frac{1}{2\rho} \|e_i\|^2 . \tag{3.33}$$

Ahora, se generaliza matricialmente para esto se suma esta desigualdad sobre todos los i y para cada $j \in N_i$:

$$\sum_{i=1}^{N_i} \sum_{j=1}^{N_i} |\check{v}_i e_i| \leq \sum_{i=1}^{N_i} \sum_{j=1}^{N_i} \left(\frac{\rho}{2} \|\check{v}_i\|^2 + \frac{1}{2\rho} \|e_i\|^2 \right) , \tag{3.34}$$

dado que para cualquier número real R , se sabe que $-R \leq |R|$, se puede escribir:

$$- \sum_{i=1}^{N_i} \sum_{j=1}^{N_i} \check{v}_i e_i \leq \sum_{i=1}^{N_i} \sum_{j=1}^{N_i} |\check{v}_i e_i| . \tag{3.35}$$

Combinando estas desigualdades, se obtiene la expresión corregida para la cota superior:

$$- \sum_{i=1}^{N_i} \sum_{j=1}^{N_i} \check{v}_i e_i \leq \frac{\rho}{2} \sum_{i=1}^{N_i} \sum_{j=1}^{N_i} \|\check{v}_i\|^2 + \frac{1}{2\rho} \sum_{i=1}^{N_i} \sum_{j=1}^{N_i} \|e_i\|^2 . \tag{3.36}$$

Utilizando la desigualdad de Young, la tercera expresión de (3.31) queda:

$$\sum_{i=1}^{N_i} \sum_{j=1}^{N_i} \check{v}_i e_j \leq \frac{\rho}{2} \sum_{i=1}^{N_i} \sum_{j=1}^{N_i} \|\check{v}_i\|^2 + \frac{1}{2\rho} \sum_{i=1}^{N_i} \sum_{j=1}^{N_i} \|e_j\|^2 . \tag{3.37}$$

Entendiendo que $\frac{1}{2\rho} \sum_{i=1}^{N_i} \sum_{j=1}^{N_i} \|e_i\|^2$ y $\frac{1}{2\rho} \sum_{i=1}^{N_i} \sum_{j=1}^{N_i} \|e_j\|^2$ son matrices simétricas. La expresión queda acotada por:

$$\begin{aligned} \frac{dV(v)}{dt} &\leq -\sum_{i=1}^{N_i} \check{v}_i^2 + \rho \sum_{i=1}^{N_i} \sum_{j \in N_i} \check{v}_i^2 + \frac{1}{\rho} \sum_{i=1}^{N_i} \sum_{j \in N_i} e_i^2 \\ &\leq -(1 - \rho N_i) \sum_{i=1}^{N_i} \check{v}_i^2 + \frac{N_i}{\rho} \sum_{i=1}^{N_i} e_i^2 . \end{aligned} \quad (3.38)$$

En cuanto a la elección del parámetro $\rho > 0$, este se determina con el objetivo de garantizar la estabilidad del sistema, evaluada a través de la derivada de la función de Lyapunov, $\frac{dV(v)}{dt}$. Para asegurar estabilidad, se requiere que dicha derivada sea no positiva, es decir:

$$\frac{dV(v)}{dt} < 0 . \quad (3.39)$$

En la ecuación (3.38), se observa que el primer término según el diseño de ρ puede ser negativo, mientras que el segundo término es siempre no negativo.

Por lo tanto, ρ debe diseñarse de forma que el primer término sea suficientemente negativo como para compensar cualquier contribución positiva del segundo término. En esencia, esto implica que el error de consenso no debe crecer lo suficiente como para impedir que los estados del sistema converjan nuevamente hacia un punto de equilibrio.

Es por esto que se acota ρ , como:

$$1 - \rho N_i > 0 \Rightarrow 0 < \rho < 1/N_i . \quad (3.40)$$

Volviendo a la ecuación (3.38), tiene la siguiente desigualdad:

$$\frac{dV(v)}{dt} \leq -(1 - \rho N_i) \sum_{i=1}^{N_i} \check{v}_i^2 + \frac{N_i}{\rho} \sum_{i=1}^{N_i} e_i^2 - \sum_{i=1}^{N_i} (\beta_i \lim h)^2 \leq -(1 - \rho N_i) \sum_{i=1}^{N_i} \check{v}_i^2 + \frac{N_i}{\rho} \sum_{i=1}^{N_i} e_i^2 . \quad (3.41)$$

Donde, el término $\sum_{i=1}^{N_i} (\beta_i \lim h)^2$, siempre que se cumpla la condición $\beta_i > 0$, garantiza una contribución definida negativa a la derivada $\dot{V}(v)$, fortaleciendo la convergencia asintótica.

$$-(1 - \rho N_i) \sum_{i=1}^{N_i} \check{v}_i^2 + \frac{N_i}{\rho} \sum_{i=1}^{N_i} e_i^2 - \sum_{i=1}^{N_i} (\beta_i \lim h)^2 < 0 . \quad (3.42)$$

3.3. Propuesta Event-Triggered Average (ET₂)

La propuesta ET₁ ejecuta el algoritmo de control para el balance intracluster sólo cuando se cumple ETC, operando asincrónicamente. Esta ETC se diseñó con un enfoque local, otorgándole mayor prioridad al comportamiento del *SM* *i*-ésimo. Para lograrlo, el diseño utiliza la diferencia entre los voltajes locales como error, junto con una ganancia específica para las acciones de control distribuidas. Este enfoque individualista en cada *SM* es una característica clave de esta estrategia.

De manera similar, la propuesta que se presenta a continuación, denominada ET₂, también opera de forma asincrónica, pero se distingue por adoptar una perspectiva global para el diseño del control intracluster. En lugar de enfocarse en un *SM* individual, esta estrategia otorga mayor prioridad al comportamiento colectivo de todos los *SMs* que comparten comunicación. Esta diferencia fundamental es evidente en la formulación de ETC. Este enfoque integral se basa en los fundamentos de [24], donde se destaca la importancia de un estado promedio para la formulación de ETC.

Dado que ambas propuestas abordan el control intracluster reduciendo la cantidad de acciones de control locales, se reutiliza la Figura 3.3 para ilustrar el esquema general de control. Es aquí dentro del bloque “Event Trigger Controller” donde se encuentra conceptualmente “Trigger Logic” que se detalla en la Figura 3.6. Este bloque recibe como entrada el voltaje local filtrado y los voltajes de los *SMs* vecinos. Con esta información, el *LC* calcula el término $d_i(t_c)$, que corresponde a la acción de control local, y el error local $e_i(t_c)$. A diferencia de la propuesta ET, este error se define en función de las acciones de control, lo que hace que el algoritmo priorice el comportamiento colectivo de los *SMs* que comparten comunicación, reduciendo el enfoque individualista. Por otro lado, la ganancia k_i es diferente a la de ET₁, ya que está diseñada para obtener un promedio.

Esto refuerza el enfoque colectivo de ET₂, al incorporar información de *SM* *j*-ésimos que comparten comunicación para el diseño de ETC. También se define el tiempo entre eventos como δt_k^i , cuyos límites mínimo y máximo se explican más adelante, al igual que el parámetro β_i y la función $limh(t_c)$. Por consiguiente, la acción de control local $d_i(t_c)$ se actualizará en el instante t_k^i únicamente cuando se cumpla alguna de las condiciones descritas en las ecuaciones 1 o 2 de la figura. En las Figuras 3.3 y 3.6, t_c corresponde al tiempo de muestreo definido por el algoritmo de consenso.

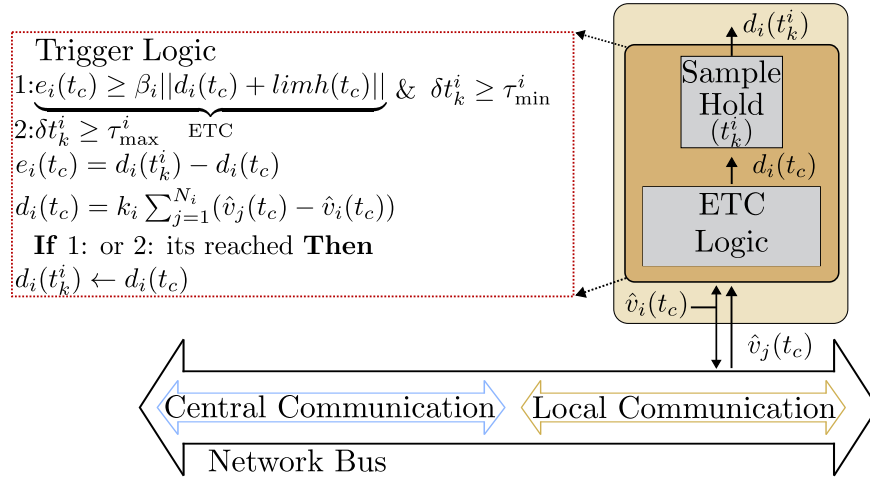


Figura 3.6: Lógica de Trigger en la estrategia ET₂.

Después de detallar la lógica de la propuesta ET, es fundamental abordar su diseño. Para ello, la siguiente sección se enfoca en la formulación de ETC.

3.3.1. Diseño de ETC

El diseño de ETC se centra en determinar el momento exacto de la siguiente actualización de la acción de control local. Basado en la propuesta de [24], se define un error promedio de medición de acciones de control para el LC i -ésimo como:

$$e_i(t_c) = d_i(t_k^i) - d_i(t_c), \quad (3.43)$$

donde $d_i(t_c)$ es la acción de control local del LC i -ésimo y $d_i(t_k^i)$ es la acción de control local registrada en el último instante de activación t_k^i . Para esta propuesta, el valor de la ganancia k_i en la definición de la acción de control $d_i(t_c)$, como se muestra en (3.7), se establece en $\frac{1}{N_i+1}$, entendiendo que N_i corresponde al número de SM j -ésimos que comparten información con el SM i -ésimo.

Con este enfoque, la ganancia k_i promedia las acciones de control locales, lo que permite que la dinámica del error atenúe la influencia de variaciones provenientes de los otros LCs. Estas variaciones pueden ser causadas por ruido, perturbaciones en la medición o la propia dinámica de los voltajes.

Análogo a ET₁, se deben cumplir las siguientes condiciones de tiempo mínimo entre eventos (τ_{\min}^i) definido en (3.13) y tiempo máximo entre eventos (τ_{\max}^i) definido en (3.14):

Por lo anterior, el tiempo asociado al siguiente evento se define como:

$$t_{k+1}^i = t_k^i + \max \{ \tau_k^i, \tau_{\min}^i \}, \quad (3.44)$$

el próximo evento se resume en calcular τ_k^i como el instante que se satisface la siguiente ecuación:

$$\tau_k^i = \inf_{t_c > t_k^i} \left\{ t_c - t_k^i \mid \underbrace{\|e_i(t_c)\| \geq \beta_i \|d_i(t_c) + \text{limh}(t_c)\|}_{\text{ETC}} \right\}, \quad (3.45)$$

donde, el parámetro β_i se define como un parámetro de diseño, un valor que ajusta la sensibilidad de la condición de activación de eventos. Para $\text{limh}(t_c)$, nuevamente se utiliza la estructura:

$$\text{limh}(t_c) = gh \left(\frac{2}{1 + e^{-\alpha t_c}} - 1 \right), \quad (3.46)$$

siendo gh el valor donde converge en estado estacionario y α ganancia de convergencia.

Una vez obtenido el instante de la actualización, permite expresar la ecuación relacionada a la acción de control local (3.8) en el instante de tiempo de la última actualización. En donde, la entrada de control para el LC i -ésimo está definida como:

$$d_i(t_c) = d_i(t_k^i), \quad t_c \in [t_k^i, t_{k+1}^i). \quad (3.47)$$

Esta acción de control se caracteriza por ser constante por tramos en el intervalo $[t_k^i, t_{k+1}^i)$.

3.3.2. Implementación

De forma análoga a ET₁, la estrategia de control propuesta se implementa en los LC s. Los LC s se comunican entre sí a través de un canal de comunicación distribuido, lo que les permite compartir información y coordinar acciones de forma colectiva. Además, se mantienen en contacto con el CC a través de un canal central. El algoritmo se implementa en el lenguaje de programación de *Matlab*, dentro de un bloque del tipo *function*. Este bloque opera a un tiempo de muestreo discreto, el cual está determinado por el paso de tiempo de la simulación. En esencia, este algoritmo resume el proceso de control del sistema descrito en la Figura 3.3.

A continuación se presenta el algoritmo que implementa la estrategia ET₂ propuesta en esta subsección.

Algoritmo 2: Inicialmente, se definen e inicializan los parámetros y variables necesarias, como β_i , τ_{\min}^i y τ_{\max}^i . También se declaran las variables persistentes t_{pe} y d_{pe} , que almacenan, respectivamente, el instante en que se cumple la condición de activación y la diferencia de acción de control en dicho momento. Estas variables permiten conservar la información relevante a lo largo de las sucesivas iteraciones temporales.

En cada iteración, se calcula el error e_i , definido como la diferencia entre la última acción de control local y la acción actual, según la ecuación (3.43). Posteriormente, se evalúa ETC basada en la ecuación (3.45), la cual determina el instante en que debe generarse un nuevo evento.

En la implementación, si la condición para el próximo evento dada en (3.45) no se cumple dentro de un tiempo dado, es decir, si el intervalo entre eventos satisface $\delta t_k^i \geq \tau_{\max}^i$, entonces se actualiza.

En este contexto, si además se cumplen la ecuación (3.45) y la expresión (3.13), o si el tiempo entre eventos excede el tiempo máximo de la estrategia del controlador, las variables t_{pe} y d_{pe} se actualizan simultáneamente, asignando sus valores a la salida correspondiente.

Algorithm 2 Control de Consenso Distribuido por ET aplicado en MMC:

Inputs :

Variables:

$t_c; \hat{v}_i; d_i(t_c)$, (definida en (3.7)); $limh(t_c)$, (definida en (3.45))

Parámetros:

$\beta_i; \tau_{\min}^i; \tau_{\max}^i$

2: **Initialization :**

$b \leftarrow 0$, (variable auxiliar)

t_{pe}, d_{pe} , (variables persistentes)

Firts iteration

Si en la primera iteración t_{pe} o d_{pe} están vacíos

$t_{pe} \leftarrow 0$ y $d_{pe} \leftarrow d_i(t_c)$

4: **Iteration**

Calcular: $e_i = |d_{pe} - d_i(t_c)|$

Calcular: $etc = \beta_i ||d_i(t_c)|| + |limh(t_c)|$

Calcular: $\delta t_k^i = t_c - t_k^i$

If ($|e_i - etc| \leq b$ and $\delta t_k^i \geq \tau_{\min}^i$) or $\delta t_k^i \geq \tau_{\max}^i$ **then** {

 Actualizar $t_{pe} \leftarrow t_c$ y $d_{pe} \leftarrow d_i(t_c)$

 Asignar $t_k^i \leftarrow t_{pe}$ y $d_k \leftarrow d_{pe}$

Else {

 Asignar $t_k^i \leftarrow t_k^i$ y $d_k \leftarrow d_k$ }

Outputs:

$t_k^i; d_k$, (definida en (3.47))

3.3.3. Análisis de Estabilidad

Se tiene que la dinámica del voltaje de un capacitor se escribe como:

$$\dot{v}_i(t) = \zeta_i d_i(t) = \zeta_i d_i(t_k^i), \quad t \in [t_k^i, t_{k+1}^i) , \quad (3.48)$$

donde, ζ_i es la ganancia del sistema (MMC) y $d_i(t) = \gamma k_i \sum_{j=1}^{N_i} a_{ij}(v_j(t) - v_i(t))$, con $\zeta_i = \gamma = 1$ para simplicidad.

También se cuenta con la definición de error:

$$e_i(t) = d_i(t_k^i) - d_i(t) . \quad (3.49)$$

Despejando $d_i(t_k^i)$ de la definición de error (3.49). Luego se reemplaza en la ecuación (3.48).

$$\begin{aligned}\dot{v}_i(t) &= k_i \sum_{j=1}^{N_i} a_{ij}(v_j(t) - v_i(t)) + e_i(t) \\ \dot{v}_i(t) &= -k_i \sum_{j=1}^{N_i} a_{ij}(v_i(t) - v_j(t)) + e_i(t) .\end{aligned}\tag{3.50}$$

Por ende, la dinámica global de un brazo del MMC, corresponde a:

$$\dot{v} = -L(v + e) ,\tag{3.51}$$

donde, $Lv = \check{v} = [\check{v}_1 \ \check{v}_2 \ \dots \ \check{v}_N]^T$; $\check{v}_i = k_i \sum_{j=1}^{N_i} a_{ij}(v_i - v_j)$; $e = [e_1 \ e_2 \ \dots \ e_N]^T$. Además, se define $v^T L = \check{v}^T$. Se debe recordar que $L = D - A$ es la matriz Laplaciana asociada al grafo \mathbb{G} detallada anteriormente. Finalmente, se debe recalcar que todos los *SMs* del brazo del MMC comparten comunicación esto indica que $a_{ij} = 1$.

De forma análoga a la propuesta ET₁, se asume una fuerte conexión entre los nodos del grafo \mathbb{G} . Bajo esta condición, y aplicando el principio de invariancia de LaSalle, se puede demostrar que la función candidata de Lyapunov es positiva definida.

Por esta razón, se selecciona una función de Lyapunov simple, definida como:

$$V(v) = \frac{1}{2} v^T L v .\tag{3.52}$$

El objetivo es demostrar que es una derivada decreciente, por lo tanto utilizado la expresión de (3.29)

$$\begin{aligned}\frac{dV(v)}{dt} &= v^T L (-L(v + e)) \\ &= -v^T L L v - v^T L L e ,\end{aligned}\tag{3.53}$$

por lo tanto, ahora (3.53) se reescribe como

$$\begin{aligned}-\check{v}^T \check{v} - \check{v}^T L e \\ - \sum_{i=1}^{N_i} \check{v}_i^2 - \sum_{i=1}^{N_i} \check{v}_i e_i .\end{aligned}\tag{3.54}$$

Aplicando la desigualdad de Young $\|a^T b\| \leq \frac{\rho}{2} \|a\|^2 + \frac{1}{2\rho} \|b\|^2$. Se considera la segunda expresión de (3.54):

$$- \sum_{i=1}^{N_i} \check{v}_i e_i\tag{3.55}$$

dado que para cualquier número real R , se sabe que $-R \leq |R|$, se puede escribir:

$$-\sum_{i=1}^{N_i} \check{v}_i e_i \leq \frac{\rho}{2} \sum_{i=1}^{N_i} \|\check{v}_i\|^2 + \frac{1}{2\rho} \sum_{i=1}^{N_i} \|e_i\|^2. \quad (3.56)$$

La expresión queda acotada por:

$$\begin{aligned} \frac{dV(v)}{dt} &\leq -\sum_{i=1}^{N_i} \check{v}_i^2 + \frac{\rho}{2} \sum_{i=1}^{N_i} \check{v}_i^2 + \frac{1}{2\rho} \sum_{i=1}^{N_i} e_i^2 \\ &\leq -(k_i - \frac{\rho k_i}{2}) \sum_{i=1}^{N_i} \check{v}_i^2 + \frac{1}{2\rho} \sum_{i=1}^{N_i} e_i^2. \end{aligned} \quad (3.57)$$

donde, $\tilde{v}_i = \sum_{j=1}^{N_i} (v_i - v_j)$.

Al igual que ET₁, se debe acotar ρ para que la ecuación (3.57) no sea positiva. Esto se consigue, como:

$$k_i - \frac{\rho k_i}{2} > 0 \Rightarrow 0 < \rho < 2. \quad (3.58)$$

Retomando la ecuación (3.57), se cumple que:

$$\frac{dV(v)}{dt} \leq -(k_i - \frac{\rho k_i}{2}) \sum_{i=1}^{N_i} \tilde{v}_i^2 + \frac{1}{2\rho} \sum_{i=1}^{N_i} e_i^2 - \sum_{i=1}^{N_i} (\beta_i \text{limh})^2 \leq -(k_i - \frac{\rho k_i}{2}) \sum_{i=1}^{N_i} \tilde{v}_i^2 + \frac{1}{2\rho} \sum_{i=1}^{N_i} e_i^2, \quad (3.59)$$

donde, el término $\sum_{i=1}^{N_i} (\beta_i \text{limh})^2$, siempre que se cumpla la condición $\beta_i > 0$, garantiza una contribución definida negativa a la derivada $\dot{V}(v)$, fortaleciendo la convergencia asintótica.

$$-(k_i - \frac{\rho k_i}{2}) \sum_{i=1}^{N_i} \tilde{v}_i^2 + \frac{1}{2\rho} \sum_{i=1}^{N_i} e_i^2 - \sum_{i=1}^{N_i} (\beta_i \text{limh})^2 < 0 \quad (3.60)$$

3.4. Propuesta Pseudo Self-Triggered (PST)

Las propuestas basadas en esquemas ET, presentadas previamente, se caracterizan por reducir la carga computacional de los LCs al actualizar la acción de control local $d_i(t_c)$ únicamente en los instantes de activación t_k^i , determinados por ETC. Estas estrategias han demostrado mejorar el uso de recursos distribuidos en comparación con enfoques convencionales descritos en la revisión de la literatura. No obstante, los esquemas de control distribuido enfrentan la necesidad de intercambiar los estados de voltaje de todos los LCs de forma sincrónica, en cada paso de tiempo del CC, a través de un canal de comunicación distribuido. Esto último puede considerarse una desventaja ya que requiere un canal con alto ancho de banda en el MMC con gran número de SMs .

Para abordar esta limitación, se propone la estrategia PST, la cual, al igual que las propuestas ET conserva las características de reducir el número de actualizaciones en las acciones de control locales. Sin embargo, su rasgo diferenciador clave es que también disminuye la información de voltajes intercambiada entre los LCs vecinos (denotados como j -ésimos) a través del canal de comunicación distribuido para el cálculo de la acción de control local. En donde, la estrategia propuesta PST ejecuta la actualización de la acción de control local en el instante t_k^i y, de manera separada, la actualización de los estados de los voltajes vecinos en el instante $t_k^{i'}$. Cabe destacar que ambos instantes no requieren coincidir, pudiendo eventualmente hacerlo, aunque la relación es intrínsecamente asincrónica entre estos dos instantes de tiempos.

La propuesta PST se implementa en la topología de un MMC, como se presenta en la Figura 3.7, que considera un brazo genérico del convertidor. Cada SM incluye su módulo de potencia y un LC . Este último es fundamental para la operación de la propuesta PST, que se ejecuta en el bloque “Pseudo Self Trigger Controller” detallado en la misma figura.

Como se observa en la Figura 3.7 para el cálculo del algoritmo, la medición del voltaje local pasa por un *Low Pass Filter* (LPF, por sus siglas en inglés), por lo que se utiliza el sufijo ($\hat{\cdot}$) para indicar que estas variables de voltaje han sido filtradas. El controlador se encarga de generar la señal PS-PWM a partir de dos componentes: una recibida del controlador central y otra generada localmente para lograr el balance intracluster. En las Figuras 3.7 y 3.8, t_c corresponde al tiempo de muestreo definido por el algoritmo de consenso.

En esta etapa, se encuentran los puertos de transmisión (Tx) y recepción (Rx) de información, esenciales para los algoritmos de control. El puerto Tx se encarga de enviar el voltaje local a los otros LCs (j -ésimos) en el instante de tiempo $t_k^{j'}$. Por otro lado, el puerto Rx recibe los voltajes provenientes de los LCs vecinos en el instante de tiempo $t_k^{i'}$. La información de ambos puertos, junto con el voltaje local filtrado, es utilizada para establecer la condición de evento que determina cuándo se actualizará la acción de control. Notar que el cálculo de los instantes $t_k^{j'}$ asociados a los LCs j -ésimos es análogo al cálculo de $t_k^{i'}$ del LC i -ésimo.

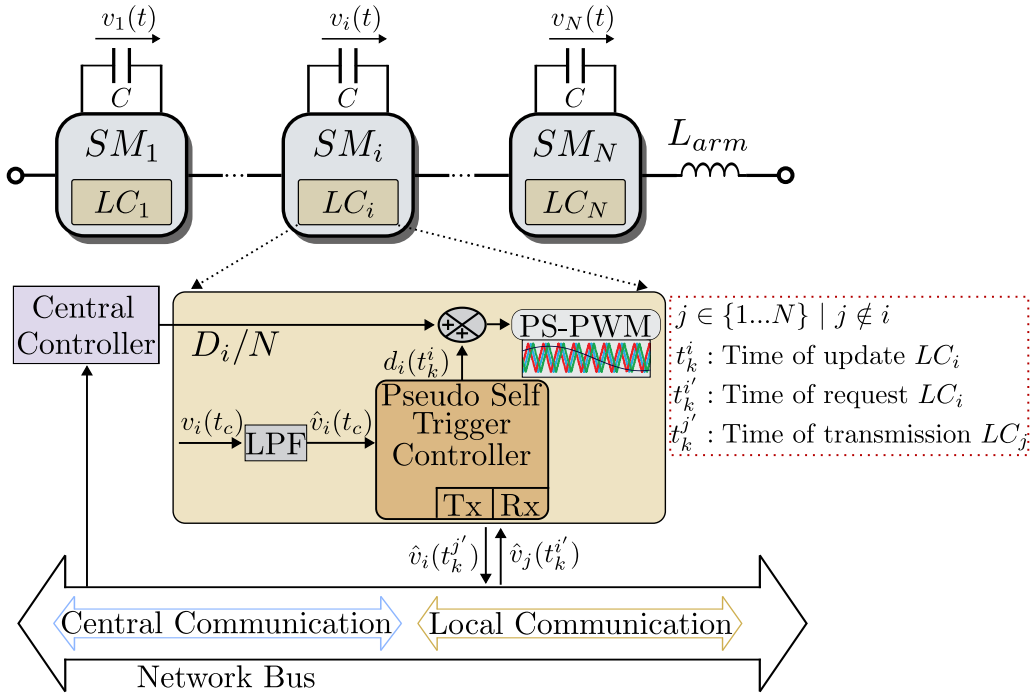


Figura 3.7: Estrategia PST en un brazo genérico del MMC.

Para comprender la propuesta PST, esta se divide en dos etapas fundamentales: la primera actualiza los voltajes de los LC s j -ésimos conectados al LC i -ésimo, mientras que la segunda utiliza esa información para calcular y actualizar la acción de control local. La primera etapa es gestionada por el bloque “Updater Logic”, como se observa en la Figura 3.8, que se encarga de la lógica de actualización de los voltajes de los LC s vecinos.

Este bloque opera calculando un error local a partir de la dinámica del LC i -ésimo. Para ello, almacena los estados del voltaje local de las últimas actualizaciones en la que se solicitó información a los LC s j -ésimos. Posteriormente, se compara este valor con la dinámica local del respectivo SM para establecer el error, el cual se define como la diferencia de las últimas actualizaciones con respecto a la dinámica local. Por lo tanto, si el estado local excede un umbral predefinido, el sistema actualiza los voltajes de los LC s j -ésimos, lo que permite corregir el cálculo de la acción de control local. Esta lógica se define como “ETC-Updater” (ver Figura 3.8) y, para su implementación, se le añade el tiempo entre eventos como $\delta t_k^{i'}$, cuyos límites mínimo y máximo se explican más adelante. Por consiguiente, los estados de voltajes j -ésimos se actualizarán en el instante $t_k^{i'}$ únicamente cuando se cumpla alguna de las condiciones descritas en las ecuaciones 1 o 2 del bloque “Updater Logic”.

La propuesta corrige el cálculo de la acción de control local mediante un enfoque asíncrono, utilizando los voltajes de los LC s j -ésimos que el bloque “Updater Logic” proporciona (ver Figura 3.8). Este proceso es ejecutado por el bloque “Trigger Logic”, el cual, de manera análoga a las propuestas ET, actualiza la acción de control local. Sin embargo, la diferencia fundamental radica

en que el error $e_i(t_c)$ no se calcula en cada paso de tiempo, sino a partir de la información asincrónica que recibe del bloque “Updater Logic”.

Para la implementación computacional de ETC, se define el tiempo entre eventos como δt_k^i (cuyos límites se detallarán más adelante), al igual que el parámetro β_i y la función $limh(t_c)$. Estos elementos son esenciales para establecer ETC. Así, la acción de control local $d_i(t_c)$ se actualizará en el instante t_k^i únicamente cuando se cumpla alguna de las condiciones descritas en las ecuaciones 1 o 2 de la figura.

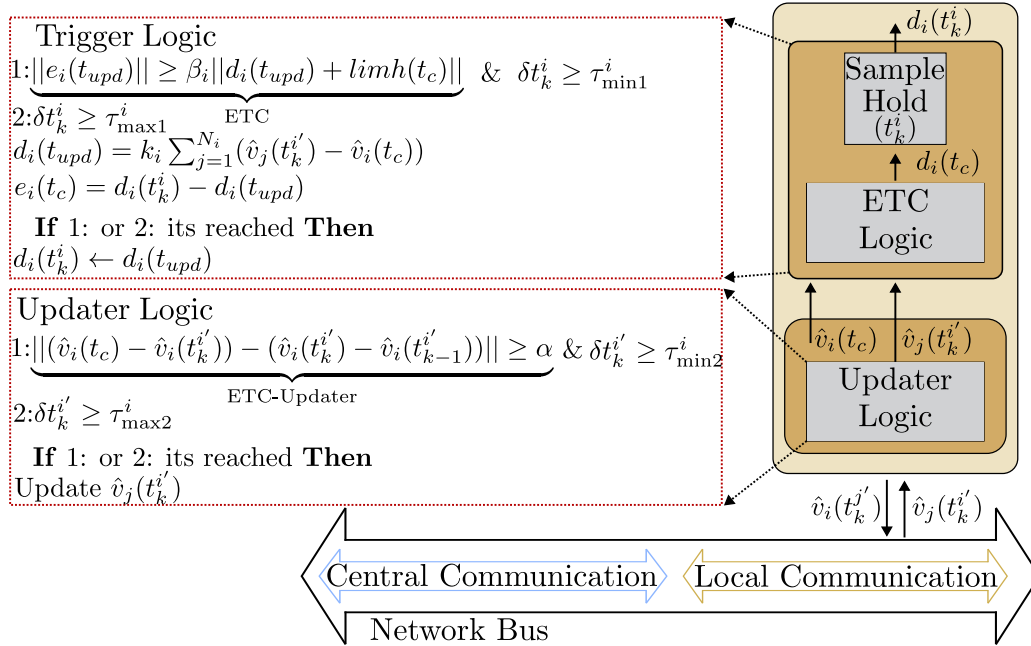


Figura 3.8: Lógica de Trigger en la estrategia PST.

Después de detallar la lógica de la propuesta PST, es fundamental abordar su diseño. Para ello, la siguiente sección se enfoca en la formulación de ETC.

3.4.1. Diseño de ETC

El diseño de ETC se centra en determinar el momento exacto de dos actualizaciones claves. El primer paso es que el LC i -ésimo determina el instante de tiempo $t_k^{i'}$ en el que se utilizarán los voltajes de los LC s vecinos. Una vez establecido este instante, se solicitan y reciben los estados de voltaje $\hat{v}_j(t_k^{i'})$ de los LC s j -ésimos. El segundo paso consiste en utilizar estos estados de voltajes $\hat{v}_j(t_k^{i'})$ para determinar el instante t_k^i en el que se actualizará la acción de control local $d_i(t_c)$. Para llevar a cabo esta propuesta a continuación se comienza diseñando “ETC-Updater Logic”:

◇ **ETC-Updater Logic**

Para determinar en que instante de tiempo $t_k^{i'}$ se debe solicitar información de los voltajes de los LC j -ésimos, se define un error local del LC i -ésimo. Este error, e_{vi} , se formula de la siguiente manera:

$$e_{vi} = v_{i,norm} \cdot (v_i(t_c) - v_i(t_k^{i'})) - (v_i(t_k^{i'}) - v_i(t_{k-1}^{i'})) , \quad (3.61)$$

donde, $v_{i,norm}$ corresponde al voltaje local filtrado normalizado, $v_i(t_k^{i'})$ al voltaje local en el instante de tiempo de la última actualización de los voltajes j -ésimos y $v_i(t_{k-1}^{i'})$ al voltaje local en el instante de tiempo de la ante penúltima actualización de los voltajes j -ésimos. El objetivo del error e_{vi} , definido en la ecuación (3.61), es cuantificar el cambio en el voltaje local con respecto a su estado en las actualizaciones previas del bloque “Updater”. Para ello, se utiliza un factor de normalización del voltaje del SM i -ésimo, que permite escalar el error con respecto al valor nominal de operación.

Un aspecto clave es determinar cuánto se puede prescindir de la información de los voltajes j -ésimos que estan comunicados con el LC i -ésimo, sin afectar el control del convertidor. Con este propósito, define un ancho de holgura, denotado por ε , el cual representa el límite de variación permitido del voltaje local sin requerir una actualización de los voltajes j -ésimos para el recálculo de la acción de control $d_i(t_k^i)$, donde ε esta dado por:

$$\varepsilon = \alpha \cdot v_{i,norm} , \quad (3.62)$$

α corresponde a un porcentaje de holgura y $v_{i,norm}$ corresponde al voltaje local filtrado normalizado.

Observación El parámetro α es una variación permitida que viene dado a que ε debe ser suficientemente grande para evitar actualizaciones innecesarias debido al ripple, pero no tan grande como para comprometer la precisión del control. Para obtener un ε adecuado se realiza un análisis de sensibilidad en el capítulo siguiente.

Hasta el momento se ha propuesto un error local e_{vi} y una holgura ε , lo cual tiene como finalidad crear un ETC para el bloque “Updater”. De forma análoga a las propuestas ET previas, se incluyen tiempos mínimo y máximo entre eventos. Estas consideraciones aseguran que el convertidor se comporte de manera consistente con los enfoques discutidos anteriormente (ver Anexo B). Es por esto que se deben cumplir las siguientes condiciones:

- ◇ **Tiempo mínimo entre eventos** ($\tau_{\min 2}^i$): Define un intervalo de tiempo mínimo entre eventos, asegurando que los disparos no ocurran infinitamente rápido. Por lo tanto el siguiente tiempo entre eventos $\delta t_k^{i'} = t_{k+1}^{i'} - t_k^{i'}$, esta acotado por bajo:

$$\delta t_k^{i'} \geq \tau_{\min 2}^i > 0 , \quad (3.63)$$

- ◇ **Tiempo máximo entre eventos** ($\tau_{k,upd}^i$): Define un intervalo de tiempo máximo entre eventos, asegurando estabilidad del sistema

$$\delta t_k^{i'} \leq \tau_{\max 2}^i . \quad (3.64)$$

La característica principal de las estrategias basadas en eventos es que determinan con precisión el instante en que ocurre cada evento. Por lo tanto, el tiempo asociado al siguiente evento se define como:

$$t_{k+1}^{i'} = t_k^{i'} + \text{máx} \left\{ \tau_{k,\text{upd}}^{i'}, \tau_{\text{min}2}^i \right\} , \quad (3.65)$$

donde $\tau_{\text{min}2}^i$ es un tiempo mínimo positivo que evita comportamientos tipo Zeno, y $\tau_{k,\text{upd}}^i$ es el tiempo en el cual la condición de error alcanza el umbral definido por la condición de actualización.

Para obtener el tiempo del siguiente evento, este se debe evaluar en ETC. El instante de tiempo del siguiente evento se calcula como el instante en el que se satisface la siguiente ecuación.

$$\tau_{k,\text{upd}}^{i'} = \inf_{t_c > t_k^{i'}} \left\{ t_c - t_k^{i'} \mid e_{vi} \geq \varepsilon \right\} . \quad (3.66)$$

El termino de normalización $v_{i,\text{norm}}$ en la ecuación (3.66) puede simplificarse, resultado en la siguiente expresión:

$$\tau_k^{i'} = \inf_{t_c > t_k^{i'}} \left\{ t_c - t_k^{i'} \mid \underbrace{(v_i(t_c) - v_i(t_k^{i'})) - (v_i(t_k^{i'}) - v_i(t_{k-1}^{i'}))}_{\text{ETC-Updater}} \geq \alpha \right\} . \quad (3.67)$$

Es por esto que el bloque “Updater” solicita información de los voltajes j -ésimos en el instante que se cumple la condición en (3.65), es decir, en el instante $\tau_k^{i'}$. Alternativamente, la solicitud también se realiza si se excede el tiempo máximo de evento en (3.64).

Una vez que el bloque “Updater” obtiene estos estados de voltaje, el bloque “Trigger” recibe los voltajes $v_j(t_k^{i'})$. A partir de esto, se define una nueva acción de control local $d_i(t_{\text{upd}})$ como la suma ponderada de las desviaciones de voltaje de los SM s vecinos con respecto al voltaje del SM local.

$$d_i(t_{\text{upd}}) = K_i \sum_{j=1}^{N_i} \left(v_j(t_k^{i'}) - v_i(t_c) \right) . \quad (3.68)$$

La ganancia k_i es una ganancia de retroalimentación. Esta se define de forma compuesta como $K_i = \gamma k_i$, donde γ es una ganancia de retroalimentación fija, mientras que k_i es una ganancia igual a $\frac{1}{N_i+1}$ y N_i corresponde al número de SM j -ésimos que comparten información con el SM i -ésimo.

Una característica distintiva de la estrategia PST es su capacidad para actualizar los voltajes vecinos utilizando únicamente información local. Como se observa en la ecuación (3.76), la estrategia utiliza los voltajes de los agentes j -ésimos registrados en un instante específico $t_k^{i'}$, lo que permite reducir significativamente el uso del canal de comunicación distribuido.

Una vez diseñado el “ETC-Updater Logic”, el cual permite obtener una expresión que reduce el uso del canal de comunicación distribuido, el diseño del “ETC-Trigger Logic” es el siguiente paso y es análogo a las propuestas desarrolladas previamente.

◇ **ETC-Trigger Logic**

Análogo a ET_2 , se define un error promedio de medición de acciones de control para el LC i -ésimo como:

$$e_i(t_c) = d_i(t_k^i) - d_i(t_{\text{upd}}) . \quad (3.69)$$

Posteriormente, este error local, calculado en la ecuación (3.69), resulta clave para determinar el instante del próximo evento.

Análogo a las propuestas anteriores, se deben cumplir las siguientes condiciones de tiempo mínimo entre eventos (τ_{min1}^i) definido en (3.13) y tiempo máximo entre eventos (τ_{max1}^i) definido en (3.14), siendo $\delta t_k^i = t_{k+1}^i - t_k^i$: A partir de estas condiciones, el tiempo asociado al siguiente evento se define como:

$$t_{k+1}^i = t_k^i + \text{máx}\{\tau_k^i, \tau_{\text{min1}}^i\} . \quad (3.70)$$

τ_k^i es el tiempo en el cual la condición de error alcanza el umbral definido por ETC. Este tiempo se calcula como el instante en el que se satisface la siguiente ecuación:

$$\tau_k^i = \inf_{t_c > t_k^i} \{t_c - t_k^i \mid \underbrace{\|e_i(t_c)\| \geq \beta_i \|d_i(t_{\text{upd}}) + \text{limh}(t_c)\|}_{\text{ETC-Trigger}}\} , \quad (3.71)$$

donde el parámetro β_i se define como un parámetro de diseño, además $\text{limh}(t_c)$ se expresa como:

$$\text{limh}(t_c) = gh \left(\frac{2}{1 + e^{-\alpha t_c}} - 1 \right) , \quad (3.72)$$

siendo gh el valor donde converge en estado estacionario y α ganancia de convergencia.

Una vez obtenido el instante de la actualización, permite expresar la ecuación relacionada a la acción de control local (3.76) en el instante de tiempo de la última actualización. En donde, la entrada de control para el LC i -ésimo está definida como:

$$d_i(t_c) = d_i(t_k^i) , \quad t_c \in [t_k^i, t_{k+1}^i) . \quad (3.73)$$

Esta acción de control se caracteriza por ser constante por tramos en el intervalo $[t_k^i, t_{k+1}^i)$.

3.4.2. Implementación

De forma análoga a las estrategias ET, la estrategia de control propuesta se implementa en los LCs . Los LCs se comunican entre sí a través de un canal de comunicación distribuido, lo que les permite compartir información y coordinar acciones de forma colectiva. Además, se mantienen

en contacto con el CC a través de un canal central. El algoritmo se implementa en el lenguaje de programación de *Matlab* usando dos bloques de función. El primero se encarga del algoritmo “Updater Logic”, mientras que el segundo ejecuta “Trigger Logic”. Ambos bloques operan a un tiempo de muestreo discreto, los cuales están determinados por el paso de tiempo de la simulación. En esencia, este algoritmo resume el proceso de control del sistema descrito en la Figura 3.7.

A continuación se presenta el algoritmo que implementa la estrategia PST propuesta en esta subsección.

Algoritmo 3 describe “Updater Logic”, en una etapa inicial, se definen e inicializan los parámetros clave del algoritmo, tales como α , $\tau_{\min 2}^i$ y $\tau_{\max 2}^i$. Además, se declaran las variables persistentes t_{pe} , $\hat{v}_1(k)$, $\hat{v}_2(k)$, $\hat{v}_3(k)$, $\hat{v}_i(k)$ y $\hat{v}_{1(k-1)}$, que almacenan, respectivamente: el instante en que se cumple la condición de activación del evento; las últimas actualizaciones de voltaje de los *LCs* 1, 2 y 3; la última actualización del voltaje del *LC* *i*-ésimo; y la penúltima actualización del voltaje del mismo *LC* *i*-ésimo.

Asimismo, se definen las variables auxiliares $V_j(pe)$ y $V_j(k)$, utilizadas para representar vectores en la programación de *N* elementos, facilitando las operaciones necesarias en cada iteración. Todas estas variables permiten mantener y actualizar la información esencial durante la evolución temporal del sistema. Durante cada iteración, se calcula el error local (*error*), definido como la diferencia entre las últimas actualizaciones de los voltajes *j*-ésimos, según la ecuación (3.61). Adicionalmente, se establece un umbral denominado ancho de holgura, descrito en la ecuación (3.11), el cual se evalúa en cada ciclo de ejecución. Esta cota permite determinar de manera adecuada el instante en que deben actualizarse los voltajes *j*-ésimos dado por (3.67), recordando siempre que la próxima actualización también debe abordar los tiempos mínimos y máximos de eventos.

Algorithm 3 Updater, Control de Consenso Distribuido por PST aplicado en MMC:

Inputs :

Variables:

t_c ; $V_j(t_c)$, (con *N* voltajes *j*-ésimos); $\hat{v}_i(t_c)$

t_{pe} ; $V_j(k)$; $\hat{v}_i(k)$ y $\hat{v}_{i(k-1)}$, (variables persistentes)

Parámetros:

α ; $\tau_{\min 2}$; $\tau_{\max 2}$

Initialization :

$V_j(pe) \leftarrow V_j(t_c)$

$V_j(k) \leftarrow V_j(t_c)$

$\hat{v}_i(k) \leftarrow 0$; $\hat{v}_{i(k-1)} \leftarrow 0$, (delays/buffer)

$error_i \leftarrow 0$, (error local)

Iteration

Calcular: $error_i = |(\hat{v}_i - \hat{v}_i(k)) - (\hat{v}_{i(k)} - \hat{v}_{i(k-1)})|$

Calcular: $\delta t_k^{i'} = |t_c - t_k^{i'}|$

If ($error_i \geq \alpha$ and $\delta t_k^{i'} \geq \tau_{\min 2}$) or $\delta t_k^{i'} \geq \tau_{\max 2}$ **then** {

 Actualizar $\hat{v}_{i(k-1)} \leftarrow \hat{v}_i(k)$

 Actualizar $V_j(pe) \leftarrow V_j(t_c)$, $\hat{v}_i(k) \leftarrow \hat{v}_i$ y $t_{pe} \leftarrow t_c$

 Asignar $V_j(k) \leftarrow V_j(pe)$ y $t_k^{i'} \leftarrow t_{pe}$ }

Else {

 Asignar $V_j(k) \leftarrow V_j(k)$ y $t_k^{i'} \leftarrow t_k^{i'}$ }

3: Outputs:

$V_j(k)$; $t_k^{i'}$

Algoritmo 4 describe “Trigger Logic”, inicialmente, se definen e inicializan los parámetros y variables necesarias, como β_i , $\tau_{\min 1}^i$ y $\tau_{\max 1}^i$. También se declaran las variables persistentes t_{pe} y d_{pe} , que almacenan, respectivamente, el instante en que se cumple la condición de activación y la diferencia de acción de control en dicho momento. Estas variables permiten conservar la información relevante a lo largo de las sucesivas iteraciones temporales.

En este contexto, si además se cumplen la ecuación (3.71) y cumple el tiempo mínimo de evento, o si el tiempo entre eventos excede el tiempo de vida de la estrategia del controlador, las variables t_{pe} , d_{pe} y \hat{v}_{pe} se actualizan simultáneamente, asignando sus valores a la salida correspondiente.

◇ **Trigger Logic**

Algorithm 4 Trigger, Control de Consenso Distribuido por PST aplicado en MMC:

Inputs :

Variables:

t_c ; $d_i(t_{\text{upd}})$, (definida en (3.76)); $\text{limh}(t_c)$, (definida en (3.72))

Parámetros:

β_i ; $\tau_{\min 1}^i$; $\tau_{\max 1}^i$

Initialization :

$b \leftarrow 0$, (variable auxiliar)

t_{pe} ; d_{pe} , (variable persistentes)

Firts iteration

Si en la primera iteración t_{pe} o d_{pe} están vacíos

$t_{pe} \leftarrow 0$ y $d_{pe} \leftarrow d_i(t_{\text{upd}})$.

4: **Iteration**

Calcular: $e_i = |d_{pe} - d_i(t_{\text{upd}})|$

Calcular: $etc = \beta_i |d_i(t_{\text{upd}})| + |\text{limh}(t_c)|$

Calcular: $\delta t_k^i = t_c - t_k^i$

If $(|e_i - etc| \leq b$ and $\delta t_k^i \geq \tau_{\min 1}^i$) or $\delta t_k^i \geq \tau_{\max 1}^i$ **then** {

 Actualizar $t_{pe} \leftarrow t_c$ y $d_{pe} \leftarrow d_i(t_{\text{upd}})$

 Asignar $t_k^i \leftarrow t_{pe}$ y $d_k \leftarrow d_{pe}$

Else {

 Asignar $t_k^i \leftarrow t_k^i$ y $d_k \leftarrow d_k$ }

Outputs:

t_k^i ; d_k , (definida en (3.73))

3.4.3. Análisis de Estabilidad

Se tiene que la dinámica del voltaje del capacitor del MMC, se escribe como:

$$\dot{v}_i(t) = \zeta_i d_i(t) = \zeta_i d_i(t_k^i), \quad t \in [t_k^i, t_{k+1}^i) , \quad (3.74)$$

donde, ζ_i es la ganancia del sistema (MMC) y $d_i(t) = \gamma k_i \sum_{j=1}^{N_i} a_{ij}(v_j(t) - v_i(t))$, con $\zeta_i = \gamma = 1$ para simplicidad.

También se cuenta con la definición de error:

$$e_i(t) = d_i(t_k^i) - d_i(t_{\text{upd}}) , \quad (3.75)$$

donde,

$$d_i(t_{\text{upd}}) = k_i \sum_{j=1}^{N_i} (v_j(t_k^{i'}) - v_i(t)) . \quad (3.76)$$

Despejando $d_i(t_k^i)$ de la definición de error (3.75), se reemplaza en la ecuación (3.74).

$$\begin{aligned} \dot{v}_i(t) &= k_i \sum_{j=1}^{N_i} a_{ij}(v_j(t_k^i) - v_i(t)) + e_i(t) \\ \dot{v}_i(t) &= k_i \sum_{j=1}^{N_i} a_{ij}(v_j(t) - v_i(t) + e_j(t)) + e_i(t) \\ \dot{v}_i(t) &= -k_i \sum_{j=1}^{N_i} a_{ij}(v_i(t) - v_j(t) - e_j(t)) + e_i(t) . \end{aligned} \quad (3.77)$$

Por ende, la dinámica global de un brazo del MMC, corresponde a:

$$\dot{v} = -L(v + e) , \quad (3.78)$$

donde, $Lv = \check{v} = [\check{v}_1 \ \check{v}_2 \ \dots \ \check{v}_N]^T$; $\check{v}_i = k_i \sum_{j=1}^{N_i} a_{ij}(v_i - v_j)$; $e = [\check{e}_1 \ \check{e}_2 \ \dots \ \check{e}_N]^T$, $\check{e}_i = k_i \sum_{j=1}^{N_i} a_{ij}(-\frac{1}{k_i a_{ij}} e_i - e_j)$. Además, se define $v^T L = \check{v}^T$. Se debe recordar que $L = D - A$ es la matriz Laplaciana asociada al grafo \mathbb{G} detallada anteriormente. Finalmente, se debe recalcar que todos los *SMs* del brazo del MMC comparten comunicación esto indica que $a_{ij} = 1$.

De forma análoga a la propuesta ET₁, se asume una fuerte conexión entre los nodos del grafo \mathbb{G} . Bajo esta condición, y aplicando el principio de invariancia de LaSalle, se puede demostrar que la función candidata de Lyapunov es positiva definida.

Por esta razón, se selecciona una función de Lyapunov simple, definida como:

$$V(v) = \frac{1}{2} v^T L v . \quad (3.79)$$

El objetivo es demostrar que es una derivada decreciente, por lo tanto utilizado la expresión de (3.29).

$$\begin{aligned} \frac{dV(v)}{dt} &= v^T L (-L(v + e)) \\ &= -v^T L L v - v^T L L e . \end{aligned} \quad (3.80)$$

Ahora (3.80) se reescribe como

$$\begin{aligned}
 & -\tilde{v}^T \ddot{v} - \tilde{v}^T L e \\
 & - \sum_{i=1}^{N_i} \ddot{v}_i^2 + \sum_{i=1}^{N_i} \sum_{j=1}^{N_i} \ddot{v}_i \ddot{e}_i + \sum_{i=1}^{N_i} \sum_{j=1}^{N_i} \ddot{v}_i \ddot{e}_j .
 \end{aligned} \tag{3.81}$$

Aplicando la desigualdad de Young $\|a^T b\| \leq \frac{\rho}{2} \|a\|^2 + \frac{1}{2\rho} \|b\|^2$. Se considera la segunda expresión de (3.81):

$$\sum_{i=1}^{N_i} \sum_{j=1}^{N_i} \ddot{v}_i \ddot{e}_i \leq \frac{\rho_1}{2} \sum_{i=1}^{N_i} \sum_{j=1}^{N_i} \|\ddot{v}_i\|^2 + \frac{1}{2\rho_1} \sum_{i=1}^{N_i} \sum_{j=1}^{N_i} \|\ddot{e}_i\|^2 . \tag{3.82}$$

Utilizando la desigualdad de Young, la tercera expresión de (3.81) queda:

$$\sum_{i=1}^{N_i} \sum_{j=1}^{N_i} \ddot{v}_i \ddot{e}_j \leq \frac{\rho_2}{2} \sum_{i=1}^{N_i} \sum_{j=1}^{N_i} \|\ddot{v}_i\|^2 + \frac{1}{2\rho_2} \sum_{i=1}^{N_i} \sum_{j=1}^{N_i} \|\ddot{e}_j\|^2 . \tag{3.83}$$

La expresión queda acotada por:

$$\begin{aligned}
 \frac{dV(v)}{dt} & \leq - \sum_{i=1}^{N_i} \ddot{v}_i^2 + \frac{\rho_1}{2} \sum_{i=1}^{N_i} \sum_{j \in N_i} \ddot{v}_i^2 + \frac{1}{2\rho_1} \sum_{i=1}^{N_i} \sum_{j \in N_i} \ddot{e}_i^2 + \frac{\rho_2}{2} \sum_{i=1}^{N_i} \sum_{j \in N_i} \ddot{v}_i^2 + \frac{1}{2\rho_2} \sum_{i=1}^{N_i} \sum_{j \in N_i} \ddot{e}_j^2 \\
 & \leq - \left(k_i - \frac{\rho_1 N_i k_i}{2} - \frac{\rho_2 N_i k_i}{2} \right) \sum_{i=1}^{N_i} \ddot{v}_i^2 + \frac{N_i}{2\rho_1} \sum_{i=1}^{N_i} \ddot{e}_i^2 + \frac{1}{2\rho_2} \sum_{i=1}^{N_i} \sum_{j \in N_i} \ddot{e}_j^2 ,
 \end{aligned} \tag{3.84}$$

donde, $\tilde{v}_i = \sum_{j=1}^{N_i} (v_i - v_j)$.

Al igual que los desarrollos previos (ET₁ y ET₂). Se debe acotar ρ_1 y ρ_2

$$k_i - \frac{\rho_1 N_i k_i}{2} - \frac{\rho_2 N_i k_i}{2} > 0 \Rightarrow 0 < \rho_1 + \rho_2 < \frac{2}{N_i} . \tag{3.85}$$

Retomando la ecuación (3.84), se cumple que:

$$\begin{aligned}
 \frac{dV(v)}{dt} & \leq - \left(k_i - \frac{\rho_1 N_i k_i}{2} - \frac{\rho_2 N_i k_i}{2} \right) \sum_{i=1}^{N_i} \tilde{v}_i^2 + \frac{N_i}{2\rho_1} \sum_{i=1}^{N_i} \ddot{e}_i^2 + \frac{1}{2\rho_2} \sum_{i=1}^{N_i} \sum_{j \in N_i} \ddot{e}_j^2 - \sum_{i=1}^{N_i} (\beta_i \lim h)^2 \\
 & \leq - \left(k_i - \frac{\rho_1 N_i k_i}{2} - \frac{\rho_2 N_i k_i}{2} \right) \sum_{i=1}^{N_i} \tilde{v}_i^2 + \frac{N_i}{2\rho_1} \sum_{i=1}^{N_i} \ddot{e}_i^2 + \frac{1}{2\rho_2} \sum_{i=1}^{N_i} \sum_{j \in N_i} \ddot{e}_j^2 .
 \end{aligned} \tag{3.86}$$

Donde, el término $\sum_{i=1}^{N_i} (\beta_i \lim h)^2$, siempre que se cumpla la condición $\beta_i > 0$, garantiza una contribución definida negativa a la derivada $\dot{V}(v)$, fortaleciendo la convergencia asintótica.

$$- \left(k_i - \frac{\rho_1 N_i k_i}{2} - \frac{\rho_2 N_i k_i}{2} \right) \sum_{i=1}^{N_i} \tilde{v}_i^2 + \frac{N_i}{2\rho_1} \sum_{i=1}^{N_i} \ddot{e}_i^2 + \frac{1}{2\rho_2} \sum_{i=1}^{N_i} \sum_{j \in N_i} \ddot{e}_j^2 - \sum_{i=1}^{N_i} (\beta_i \lim h)^2 < 0 . \tag{3.87}$$

3.5. Propuesta Self-Triggered Average (ST)

Previamente, se propusieron estrategias que ejecutan sus algoritmos de control de manera asincrónica. Estas, corresponden a las propuestas ET₁, ET₂ y PST, que buscan reducir las actualizaciones de las acciones de control locales, lo que representa una reducción en la carga computacional de los *LC*s en comparación con las estrategias tradicional basadas en consenso. Particularmente, la propuesta PST se diferencia de las propuestas ETs al abordar una problemática adicional, que corresponde a la reducción del ancho de banda en el canal de comunicación distribuido. Sin embargo, a pesar de sus beneficios, todas estas estrategias continúan utilizando el voltaje local en cada paso de tiempo del CC para ejecutar sus respectivos algoritmos de control intracluster del MMC.

Por lo anterior, y basándose en el trabajo de [24], se propone un controlador cuyo algoritmo se enfoca en tres objetivos principales: reducir el esfuerzo computacional mediante la disminución de actualizaciones de las acciones de control locales, disminuir el uso del canal de comunicación distribuido y, de manera adicional, reducir la utilización del estado de voltaje local en su formulación. Para lograr esto y considerando un *i*-ésimo *SM*, la propuesta utiliza el estado de voltaje de un *LC* solo cuando ocurre un evento, momento en el que el *LC* transmite su voltaje ($\hat{v}_i(t_k^i)$), la acción de control local ($d_i(t_k^i)$) y la marca temporal (t_k^i). De manera análoga, cada *LC* solo recibirá los estados de voltaje de sus vecinos cuando se produzca un evento en estos.

La propuesta ST se presenta en la Figura 3.9, considerando un brazo genérico del convertidor. Cada *SM* incluye su módulo de potencia y un *LC*. Este último es clave, ya que se encarga de generar la señal PWM mediante la técnica PS-PWM. Dicha señal se sintetiza a partir de la suma de dos componentes de control: una recibida del CC y otra generada localmente. El *LC* se ocupa del balance intracluster, donde se ejecuta la propuesta ET (“Self Trigger Controller”). Para ello, la medición del voltaje local pasa por un *Low Pass Filter* (LPF, por sus siglas en inglés) para el cálculo del algoritmo, por lo que se utiliza el sufijo ($\hat{\cdot}$) para indicar que estas variables de voltaje han sido filtradas. En esta etapa se encuentran los puertos de transmisión (Tx) y recepción (Rx) de información asociadas a los algoritmos de control. Por medio del puerto Tx, se transmite la acción de control actualizada $d_i(t_k^i)$, el instante de tiempo en que ocurrió dicha actualización t_k^i , y el valor del voltaje en ese instante $\hat{v}_i(t_k^i)$. De forma análoga, por medio del puerto Rx, se recibe todo lo relacionado a los vecinos, es decir, la acción de control actualizada de estos $d_j(t_k^j)$, el instante de tiempo en que ocurrió dicha actualización t_k^j , y el valor del voltaje en ese instante $\hat{v}_j(t_k^j)$. Además, en las Figuras 3.9 y 3.10, t_c corresponde al tiempo de muestreo definido por el algoritmo de consenso.

El objetivo de esta estrategia es que la salida $d_i(t_k^i)$ reduzca la cantidad de eventos de la acción de control local, es decir, la actualización de $d_i(t_c)$, permitiendo disminuir el uso computacional del *LC* (ver índice de desempeño Index1 de Sección 3.7). Un aspecto fundamental de este enfoque es que no utiliza sincrónicamente la información de los voltajes locales y vecinos para el cálculo de la actualización de $d_i(t_c)$, lo que permite aligerar la carga del canal de comunicación distribuido en comparación con las propuestas previas.

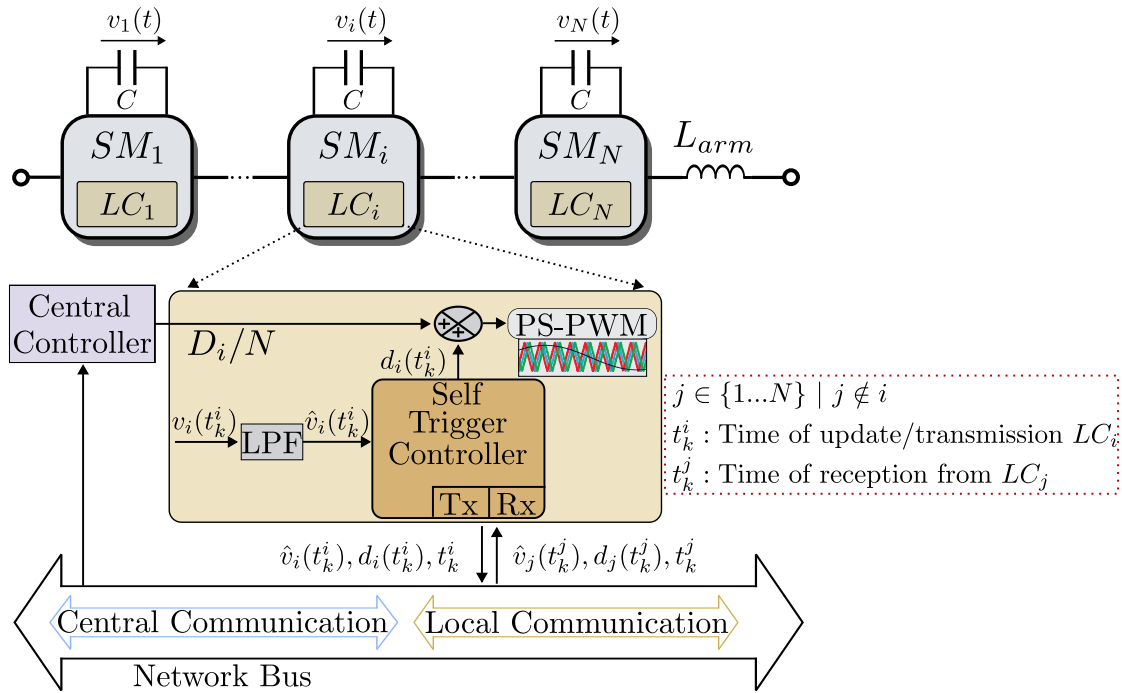


Figura 3.9: Estrategia ST en un brazo genérico del MMC.

A continuación, para profundizar el funcionamiento de “Self Trigger Controller”, la Figura 3.10 detalla a “Trigger Logic”. A este bloque ingresa el voltaje local filtrado en el instante de la última actualización de control $\hat{v}_i(t_k^i)$, así como los voltajes de los SMs vecinos en los últimos instantes de la actualización $\hat{v}_j(t_k^j)$. Una vez que el LC recibe estas informaciones, computa el término $\Psi_i(t_c)$ para el cálculo del siguiente evento. A través de la variable auxiliar $\psi_i(t_c)$, el algoritmo no utiliza los estados de voltaje locales o vecinos de forma sincrónica, sino que se basa en la información recibida para calcular la evolución temporal de la variable $\Psi_i(t_c)$.

También se define el tiempo entre eventos como δt_k^i , cuyos límites mínimo y máximo se explican más adelante, al igual que la función $limh(t_c)$. Esto es crucial para establecer la condición de evento. En consecuencia, la acción de control local $d_i(t_c)$ se actualizará en el instante t_k^i únicamente cuando se cumpla alguna de las condiciones descritas en las ecuaciones 1 o 2 de la figura.

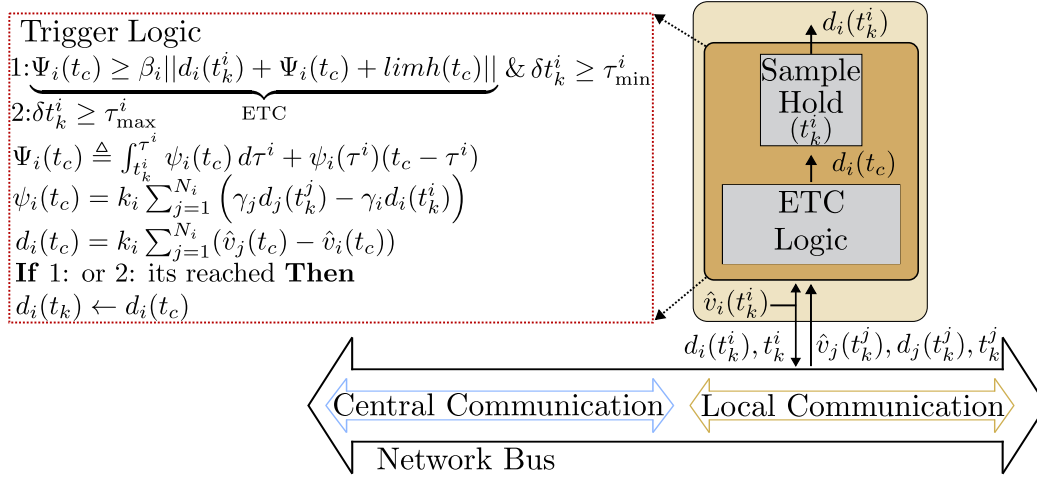


Figura 3.10: Lógica de Trigger en la estrategia ST.

Después de detallar la lógica de la propuesta ST, es fundamental abordar su diseño. Para ello, la siguiente sección se enfoca en la formulación de ETC.

3.5.1. Diseño de ETC

El diseño de ETC se centra en determinar el momento exacto de la siguiente actualización de la acción de control local. Para lograrlo, la estrategia propuesta utiliza las últimas actualizaciones de los estados de voltaje (local y de los vecinos), lo que le permite operar de forma asincrónica (sin actualizarse al paso de tiempo del CC), esto conlleva a una significativa reducción de la necesidad de comunicación entre los *LCs*.

Para ello, se introduce una variable auxiliar $\psi_i(t_c)$ que permite formular la acción de control local utilizando únicamente los estados de sus últimas actualizaciones de control, sin requerir el estado actual de los voltajes vecinos ni del propio *SM*:

$$\psi_i(t_c) \triangleq \frac{d}{dt_c} d_i(t_c) \quad (3.88)$$

Sustituyendo (3.7) en (3.88), se obtiene la siguiente forma para la acción de control local:

$$\psi_i(t_c) = \frac{d}{dt_c} \left(k_i \sum_{j=1}^{N_i} v_j(t_c) - v_i(t_c) \right)$$

$$\psi_i(t_c) = k_i \sum_{j=1}^{N_i} \left(\frac{d}{dt_c} (v_j(t_c)) - \frac{d}{dt_c} (v_i(t_c)) \right), \text{ usando la definición de (3.5), queda como}$$

$$\psi_i(t_c) = k_i \sum_{j=1}^{N_i} \left(\gamma_j d_j(t_k^j) - \gamma_i d_i(t_k^i) \right), \quad (3.89)$$

donde, $k_i = \frac{1}{N_i+1}$, N_i corresponde al número de SM j -ésimos que comparten información con el SM i -ésimo y siendo $d_i(t_c)$ definida en (3.7). Además se tiene que

$$t_k^i = \max \{ t_k^i \mid t_k^i \leq t_c, k \in N \}, \quad (3.90)$$

t_k^i representa el último instante en que ocurrió un evento para el LC i -ésimo antes del tiempo actual t_c .

De forma similar al esquema ET₂, se define el siguiente error de las acciones de control locales:

$$e_i(t_c) = d_i(t_k^i) - d_i(t_c), \quad (3.91)$$

donde el índice t_c representa al instante de tiempo actual del LC , mientras que t_k^i denota el último instante en que dicho controlador se actualizó.

La evolución temporal del error $e_i(t_c)$ puede describirse a partir de su derivada, la cual depende directamente de la función $\psi_i(t_c)$. Esta relación se expresa mediante las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt_c} e_i(t_c) &= -\psi_i(t_c) \\ e_i(t_c) &= - \sum_{t_k^i}^{t_c} \psi_i(t_c) dt_c. \end{aligned} \quad (3.92)$$

La primera ecuación representa la tasa de cambio del error con respecto al tiempo continuo t_c , mientras que la segunda muestra su valor acumulado desde el último instante de activación t_k^i .

Despejando de (3.91), se tiene una expresión para la acción de control:

$$d_i(t_c) = d_i(t_k^i) + \sum_{t_k^i}^{t_c} \psi_i(t_c) dt_c. \quad (3.93)$$

Para su evaluación numérica, la integral discreta se resuelve iterativamente a medida que recibe nueva información. Para facilitar el cálculo de la integral, se introduce la siguiente función que busca expresarla en función de un término τ^i :

$$\Psi_i(t_c) \triangleq \sum_{t_k^i}^{\tau^i} \psi_i(t_c) d\tau^i + \psi_i(\tau^i)(t_c - \tau^i), \quad (3.94)$$

donde $\tau^i = \max_{j \in N_i} \{ t_k^j \leq t_c \}$. Esta formulación permite actualizar $\psi_i(t_c)$, y por tanto, calcular $e_i(t_c)$ y $d_i(t_c)$ dinámicamente.

Durante el proceso, si no se recibe información nueva de los LC j -ésimos, $\psi_i(t_c)$ permanece constante, y se tiene:

$$\Psi_i(t_c) = \psi_i(\tau_p^i)(t_c - \tau_p^i). \quad (3.95)$$

Cuando sí se recibe nueva información $d_j(t_k^j)$, se actualiza el índice $p \leftarrow p + 1$, y se define $\tau_p^i = \min_{j \in N_i} \{t_k^j > \tau_{p-1}^i\}$.

Finalmente, el siguiente tiempo de evento se determina a partir de la siguiente condición:

$$\|\Psi_i(t_c)\| \geq \beta_i \|d_i(t_k^i) + \Psi_i(t_c) + \text{limh}(t_c)\|. \quad (3.96)$$

Análogo a las propuestas anteriores, se deben cumplir las siguientes condiciones de tiempo mínimo entre eventos (τ_{\min}^i) definido en (3.13) y tiempo máximo entre eventos (τ_{\max}^i) definido en (3.14), siendo $\delta t_k^i = t_{k+1}^i - t_k^i$:

Por lo anterior, el tiempo asociado al siguiente evento se define como:

$$t_{k+1}^i = t_k^i + \max \{ \tau_k^i, \tau_{\min}^i \}, \quad (3.97)$$

el próximo evento se resume en calcular τ_k^i como el instante que se satisface la siguiente ecuación:

$$\tau_k^i = \inf_{t_c > t_k^i} \left\{ t_c - t_k^i \mid \underbrace{\|\Psi_i(t_c)\| \geq \beta_i \|d_i(t_k^i) + \Psi_i(t_c) + \text{limh}(t_c)\|}_{\text{ETC}} \right\}, \quad (3.98)$$

donde el parámetro β_i se define como un parámetro de diseño, y $\text{limh}(t_c)$ se expresa como en las propuestas anteriores:

$$\text{limh}(t_c) = gh \left(\frac{2}{1 + e^{-\alpha t_c}} - 1 \right) \quad (3.99)$$

siendo gh el valor donde converge en estado estacionario y α ganancia de convergencia.

Una vez obtenido el instante de la actualización, es posible expresar la ecuación relacionada a la acción de control local (3.8) en el instante de tiempo de la última actualización. En donde, la entrada de control para el LC i -ésimo está definida como:

$$d_i(t_c) = d_i(t_k^i), \quad t_c \in [t_k^i, t_{k+1}^i). \quad (3.100)$$

Se debe notar que $d_i(t_k^i)$ es una función por tramos abarcando el intervalo $[t_k^i, t_{k+1}^i)$. En esta propuesta la ganancia k_i asociada a la acción de control distribuida $d_i(t_c)$ expresada en (3.8) es igual a $\frac{1}{N_i+1}$, donde N_i corresponde al número de SM j -ésimos que comparten información con el SM i -ésimo.

3.5.2. Implementación

La estrategia de control propuesta se implementa en los *LCs*. Al ser una red de comunicación distribuida, los *LCs* comparten información entre sí a través de un canal de comunicación distribuido, y también se comunican con el *CC* mediante un canal central. El algoritmo se implementa en el lenguaje de programación de *Matlab*, dentro de un bloque del tipo *function*. Este bloque opera a un tiempo de muestreo discreto, el cual está determinado por el paso de tiempo de la simulación. En esencia, este algoritmo resume el proceso de control del sistema descrito en la Figura 3.9.

A continuación se presenta el algoritmo que implementa la estrategia ST propuesta en esta subsección.

Algoritmo 5: Inicialmente, se definen e inicializan los parámetros y variables necesarias, tales como β_i , τ_{\min}^i y τ_{\max}^i . Asimismo, se declaran las variables persistentes t_{pe} , \hat{v}_{pe} , ψ_{pe} , τ_{pe} y Ψ_{pe} , las cuales almacenan, respectivamente: el instante en que se cumple la condición de activación, el voltaje en la última actualización, la acción de control auxiliar en dicho momento, el instante en que se recibe nueva información y la acción de control auxiliar acumulada. Estas variables permiten conservar la información relevante a lo largo de las sucesivas iteraciones temporales del sistema.

Se crean vectores para almacenar los instantes de tiempo de las últimas actualizaciones de las acciones de control (R) y los valores correspondientes de dichas acciones (D) para cada uno de los *LCs*.

Durante cada iteración, se evalúa si la estrategia debe activarse cuando el *LC* i -ésimo recibe una nueva acción de control desde algún *LC* j -ésimo. Esto se determina verificando si ha ocurrido un cambio en los elementos del vector D . En caso afirmativo, se registra el menor tiempo de actualización que sea mayor al último evento del *LC* correspondiente. Este mecanismo permite calcular error acumulado estimado correctamente Ψ_p , según lo definido en (3.95).

A partir de lo anterior, se calcula el error e utilizando la estimación acumulada Ψ_p . Luego, se evalúa la condición de activación definida en la ecuación (3.96), la cual determina en cada iteración si se debe generar un nuevo evento según la lógica ETC. Cuando se cumple dicha condición y se produce una actualización, el error acumulado Ψ_p se reinicia y el valor de τ_p se actualiza, garantizando así un seguimiento coherente del estado del sistema.

Si la condición para el próximo evento dada en (3.98) no se cumple dentro de este tiempo, es decir, si el intervalo entre eventos satisface $\delta t_k^i \geq \tau_{\max}^i$, entonces se actualiza el respectivo *LC*.

En este contexto, si además se cumplen la ecuación (3.98) y cumple el tiempo mínimo de evento, o si el tiempo entre eventos excede el tiempo de vida de la estrategia del controlador, las variables t_{pe} , d_{pe} y \hat{v}_{pe} se actualizan simultáneamente, asignando sus valores a la salida correspondiente.

Algorithm 5 Control de Consenso Distribuido por ST aplicado en MMC:

Inputs :

Variables: $t_c; \hat{v}_i; \psi_i(t_c)$, definida en (3.89); ψ_p , definida en (3.95); T_k , (con N tiempos de las últimas actualizaciones de los *LCs*); D_k (con N últimas actualizaciones de acciones de control de los *LCs*). $d_i(t_c)$

Parámetros: $A_g; \beta_i; \gamma; \tau_{\min}^i; \tau_{\max}^i$

Initialization :

$b \leftarrow 0; \hat{v}_{pe} \leftarrow \hat{v}_i; t_{pe} \leftarrow t_c; \psi_{pe} \leftarrow \psi_i(t_c); \tau_p \leftarrow t_k^i; \Psi_p \leftarrow 0$

$D(pe) \leftarrow D_k$

Iteration

If $t_c > t_{pe}$ **then** {

For $m \in [1, \dots, N]$ {

If $D(pe)[m] \neq D_k[m]$ **and** $m \neq A_g$ { (revisar si recibió una actualización)

$D(pe)[m] \leftarrow D_k[m]$

For $n \in [1, \dots, N]$ {

If $T_k[n] < \tau_p$ **and** $T_k[n] > t_{pe}$ { (guardar el menor tiempo en que ocurre)

Asignar $\tau_p \leftarrow T_k[n]$

End If }

End For }

End If }

Calcular: $\Psi_p = \psi_p(t_c - \tau_p)$

End For }

End If }

Definir: $e = |\Psi_p|$

Calcular: $etc = \beta_i |d_k| + \Psi_p + \limh(t_c)$

Calcular: $\delta t_k^i = t_c - t_k^i$.

If $(|e - etc| \leq b$ **and** $\delta t_k^i \geq \tau_{\min}^i$) **or** $\delta t_k^i \geq \tau_{\max}^i$ **then** {

Actualizar $t_{pe} \leftarrow t_c, \hat{v}_{pe} \leftarrow \hat{v}_i, d_{pe} \leftarrow d_i(t_c)$

Asignar $t_k^i \leftarrow t_{pe}, \hat{v}_k \leftarrow \hat{v}_{pe}, d_k \leftarrow d_{pe}, \omega_p \leftarrow 0, \tau_p \leftarrow t_c$ **and** $e \leftarrow 0$ }

Else {

Asignar $t_k^i \leftarrow t_k^i, \hat{v}_k \leftarrow \hat{v}_k$ **y** $d_k \leftarrow d_k$ }

Outputs:

$t_k^i; \hat{v}_k; d_k$, definida en (3.100).

3.5.3. Análisis de Estabilidad

Se tiene que la dinámica del voltaje del capacitor del MMC, se escribe como:

$$\dot{v}_i(t) = \zeta_i d_i(t) = \zeta_i d_i(t_k^i), \quad t \in [t_k^i, t_{k+1}^i) , \quad (3.101)$$

donde, ζ_i es la ganancia del sistema (MMC) y $d_i(t) = \gamma k_i \sum_{j=1}^{N_i} a_{ij} (v_j(t) - v_i(t))$, con $\zeta_i = \gamma = 1$ para simplicidad.

También se cuenta con la definición de error:

$$e_i(t) = d_i(t_k^i) - d_i(t) . \quad (3.102)$$

Despejando $d_i(t_k^i)$ de la definición de error (3.102)

Se reemplaza en la ecuación (3.101).

$$\begin{aligned} \dot{v}_i(t) &= k_i \sum_{j=1}^{N_i} a_{ij}(v_j(t) - v_i(t)) + e_i(t) \\ \dot{v}_i(t) &= -k_i \sum_{j=1}^{N_i} a_{ij}(v_i(t) - v_j(t)) + e_i(t) . \end{aligned} \quad (3.103)$$

Por ende, la dinámica global de un brazo del MMC, corresponde a:

$$\dot{v} = -L(v + e) , \quad (3.104)$$

donde, $Lv = \check{v} = [\check{v}_1 \ \check{v}_2 \ \dots \ \check{v}_N]^T$; $\check{v}_i = k_i \sum_{j=1}^{N_i} a_{ij}(v_i - v_j)$; $e = [e_1 \ e_2 \ \dots \ e_N]^T$. Además, se define $v^T L = \check{v}^T$. Se debe recordar que $L = D - A$ es la matriz Laplaciana asociada al grafo \mathbb{G} detallada anteriormente. Finalmente, se debe recalcar que todos los *SMs* del brazo del MMC comparten comunicación esto indica que $a_{ij} = 1$.

De forma análoga a la propuesta ET_1 , se asume una fuerte conexión entre los nodos del grafo \mathbb{G} . Bajo esta condición, y aplicando el principio de invariancia de LaSalle, se puede demostrar que la función candidata de Lyapunov es positiva definida.

Por esta razón, se selecciona una función de Lyapunov simple, definida como:

$$V(v) = \frac{1}{2}v^T Lv + \frac{1}{2}e^T Le . \quad (3.105)$$

Para analizar la estabilidad, se calcula la derivada temporal de $V(v)$, $\frac{dV(v)}{dt}$:

$$\frac{dV(v)}{dt} = \underbrace{\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2}v^T Lv \right)}_{\text{Expresión A}} + \underbrace{\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2}e^T Le \right)}_{\text{Expresión B}} . \quad (3.106)$$

Derivada de expresión A de (3.106)

De la misma forma que en (3.29) se tiene que:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2}v^T Lv \right) = v^T L \left(\frac{d}{dt} v \right) , \quad (3.107)$$

sustituyendo $\dot{v} = -L(v + e)$ de la ecuación (3.104), se obtiene:

$$v^T L(-L(v + e)) = -v^T L^2 v - v^T L^2 e , \quad (3.108)$$

es importante recordar que la matriz Laplaciana L es típicamente semidefinida positiva para grafos conectados, lo que implica que $v^T L^2 v \geq 0$.

Derivada de expresión B (3.106)

Se calcula la derivada del término de error de la siguiente manera:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} e^T L e \right) = e^T L^2 \left(\frac{d}{dt} e \right) , \quad (3.109)$$

de la ecuación (3.92) y asumiendo tiempo continuo t , se tiene que $\frac{d}{dt} e_i = -\psi_i$. Por lo tanto, en forma vectorial, $\frac{d}{dt} e = -\psi$, donde $\psi = [\psi_1 \ \psi_2 \ \dots \ \psi_N]^T$. Así, la expresión queda:

$$e^T L^2(-\psi) = -e^T L^2 \psi , \quad (3.110)$$

al sustituir $\psi_i = k_i \sum_{j=1}^{N_i} (\gamma_j d_j(t_k^j) - \gamma_i d_i(t_k^i))$ (de la ecuación (3.89)), este término incorpora los valores de eventos, lo cual es fundamental para establecer las condiciones específicas de estabilidad.

Al efectuar la combinación de las derivadas obtenidas en las expresiones A y B, se llega a la siguiente forma para $\frac{dV(v)}{dt}$, según la ecuación (3.106):

$$\begin{aligned} \frac{dV(v)}{dt} &= -v^T L^2 v - v^T L^2 e - e^T L^2 \psi \\ &\quad - \sum_{i=1}^{N_i} \check{v}_i^2 - \sum_{i=1}^{N_i} \check{v}_i e_i - \sum_{i=1}^{N_i} e_i \psi_i . \end{aligned} \quad (3.111)$$

Aplicando la desigualdad de Young $\|a^T b\| \leq \frac{\rho}{2} \|a\|^2 + \frac{1}{2\rho} \|b\|^2$. Se considera la segunda expresión de (3.111):

$$- \sum_{i=1}^{N_i} \check{v}_i e_i , \quad (3.112)$$

dado que para cualquier número real R , se sabe que $-R \leq |R|$, se puede escribir:

$$- \sum_{i=1}^{N_i} \check{v}_i e_i \leq \frac{\rho_1}{2} \sum_{i=1}^{N_i} \|\check{v}_i\|^2 + \frac{1}{2\rho_1} \sum_{i=1}^{N_i} \|e_i\|^2 . \quad (3.113)$$

Se considera la tercera expresión de (3.111):

$$- \sum_{i=1}^{N_i} e_i \psi_i . \quad (3.114)$$

Quedando:

$$-\sum_{i=1}^{N_i} \check{v}_i e_i \leq \frac{\rho_2}{2} \sum_{i=1}^{N_i} \|e_i\|^2 + \frac{1}{2\rho_2} \sum_{i=1}^{N_i} \|\psi_i\|^2. \quad (3.115)$$

La ecuación queda acotada por

$$\frac{dV(v)}{dt} \leq -\left(k_i - \frac{\rho_1 k_i}{2}\right) \sum_{i=1}^{N_i} \tilde{v}_i^2 + \frac{1}{2\rho_1} \sum_{i=1}^{N_i} e_i^2 + \frac{1}{2\rho_2} \sum_{i=1}^{N_i} \psi_i^2, \quad (3.116)$$

donde, $\tilde{v}_i = \sum_{j=1}^{N_i} (v_i - v_j)$.

Al igual que el desarrollo de las propuestas presentadas (ET₁, ET₂ y PST), se debe acotar ρ_1 . Esto se consigue:

$$k_i - \frac{\rho_1 k_i}{2} > 0 \Rightarrow 0 < \rho_1 < 2, \quad (3.117)$$

se requiere que $\rho_2 > 0$. Además, debe considerarse que los términos e_i y ψ_i deben tener una contribución suficientemente pequeña para no comprometer la estabilidad del sistema.

Retomando la ecuación (3.116):

$$\begin{aligned} \frac{dV(v)}{dt} &\leq -\left(k_i - \frac{\rho_1 k_i}{2}\right) \sum_{i=1}^{N_i} \tilde{v}_i^2 + \left(\frac{1}{2\rho_1} + \frac{\rho_2}{2}\right) \sum_{i=1}^{N_i} e_i^2 + \frac{1}{2\rho_2} \sum_{i=1}^{N_i} \psi_i^2 - \sum_{i=1}^{N_i} (\beta_i \lim h)^2 \\ &\leq -\left(k_i - \frac{\rho_1 k_i}{2}\right) \sum_{i=1}^{N_i} \tilde{v}_i^2 + \frac{1}{2\rho_1} \sum_{i=1}^{N_i} e_i^2 + \frac{1}{2\rho_2} \sum_{i=1}^{N_i} \psi_i^2. \end{aligned} \quad (3.118)$$

Donde, el término $\sum_{i=1}^{N_i} (\beta_i \lim h)^2$, siempre que se cumpla la condición $\beta_i > 0$, garantiza una contribución definida negativa a la derivada $\dot{V}(v)$, fortaleciendo la convergencia asintótica.

$$\frac{dV(v)}{dt} \leq -\left(k_i - \frac{\rho_1 k_i}{2}\right) \sum_{i=1}^{N_i} \tilde{v}_i^2 + \left(\frac{1}{2\rho_1} + \frac{\rho_2}{2}\right) \sum_{i=1}^{N_i} e_i^2 + \frac{1}{2\rho_2} \sum_{i=1}^{N_i} \psi_i^2 - \sum_{i=1}^{N_i} (\beta_i \lim h)^2 < 0. \quad (3.119)$$

3.6. Resumen Comparativo de las Estrategias Propuestas

La Tabla 3.1 presenta una comparación de las características clave de las distintas propuestas de control distribuido basadas en eventos desarrolladas en este trabajo de tesis. Cabe destacar que, en todas las estrategias, los tiempos de actualización (tiempos de eventos) son asíncronos respecto al paso del tiempo del CC, lo que implica que las decisiones de control no se toman en cada instante de tiempo (*time step*), sino solo cuando se cumple una condición de evento específica.

Tabla 3.1: Comparativa de las propuestas de control distribuido basadas en eventos.

Características	ET ₁	ET ₂	PST	ST
Error de activación (e_i)	Basado en voltajes locales	Basado en acciones de control	Basado en acciones de control	Basado en variable auxiliar
Impacto de la variación del voltaje del capacitor en la estrategia de control	Sensible	Aminora	Aminora	Aminora
Tipo de ejecución del algoritmo de control ($d_i(t_k^i)$)	Asincrónica	Asincrónica	Asincrónica	Asincrónica
Tipo de comunicación en el canal distribuido (v_j)	Sincrónica	Sincrónica	Asincrónica	Asincrónica
Tipo de comunicación de la información del voltaje local (v_i)	Sincrónica	Sincrónica	Sincrónica	Asincrónica

Como se observa en la Tabla 3.1 existe una progresión clara en el diseño de las estrategias de control, empezando por enfoques más dependientes del tiempo a soluciones asincrónicas. La principal distinción entre las estrategias radica en su criterio para activar un evento y en el manejo de la comunicación. Las estrategias ET₁ y ET₂ son las más básicas, ya que, si bien su ejecución de control es asíncrona, todavía dependen de una comunicación síncrona con los vecinos para monitorear los voltajes, lo que las hace menos eficientes en términos de uso del canal de comunicación. La diferencia clave entre ambas es el origen del error de activación: ET₁ utiliza voltajes locales, haciéndola susceptible a fluctuaciones de voltaje, mientras que ET₂ se basa en acciones de control, lo que la hace más robusta ante estas variaciones. La estrategia PST representa una mejora al introducir una comunicación asíncrona entre *LCs*, reduciendo así la carga sobre la red, aunque aún mantiene una dependencia continua de la información de voltaje local en cada *LC* (nivel local). Por último, la estrategia ST es la más avanzada, ya que no solo utiliza un error de activación basado en una variable auxiliar, sino que también logra una comunicación completamente asíncrona, tanto con los *LCs* vecinos como con la información del voltaje local. Esto la posiciona como la opción

más eficiente y escalable para grandes sistemas distribuidos, al reducir drásticamente la cantidad de datos intercambiados y el uso de recursos computacionales.

3.7. Índices de Desempeños Propuestos

Con el objetivo de realizar una comparación exhaustiva y evaluar las principales ventajas y desventajas del desempeño de cada propuesta de control, se han definido tres índices de desempeño que permiten abordar los aspectos característicos de cada propuesta. La implementación de cada índice se relaciona con una variable del sistema, tal como se detalla en la Figura 3.11. Notar que

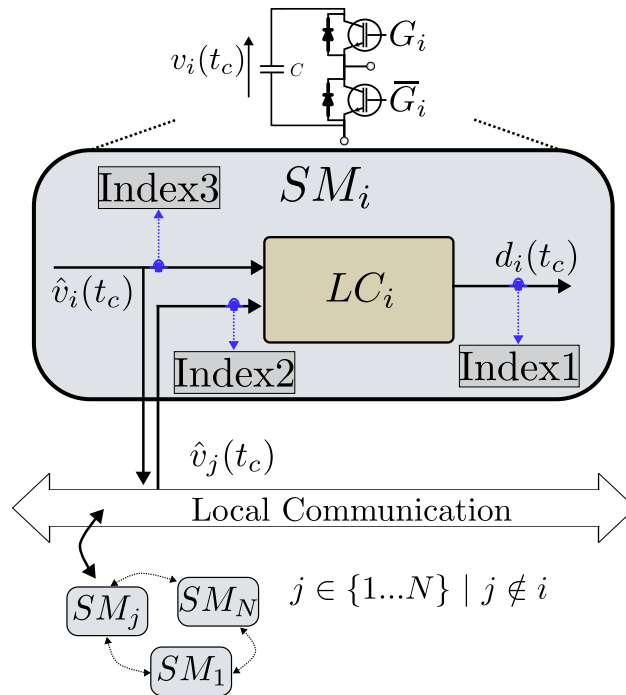


Figura 3.11: Métricas de eventos.

estas métricas se calculan en cada LC , por lo cual son locales. Estas son:

- ◊ **Número de actualizaciones de la acción de control del LC i -ésimo (Index1):** Esta métrica contabiliza las veces que el sistema actualiza la acción de control local, $d_i(t_c)$. Matemáticamente, se expresa como:

$$\text{Index1} : \sum_{n=0}^{t_{\text{end}}} \delta_{a,i}(n), \quad (3.120)$$

donde:

$$\delta_{a,i}(n) = \begin{cases} 1, & \text{si } d_i(n) \neq d_i(n-1), \\ 0, & \text{en caso contrario.} \end{cases}$$

Aquí, $\delta_{a,i}(n)$ es una función indicadora que vale 1 cuando hay un cambio en $d_i(n)$ en el instante n , y 0 si no hay cambios. Por su parte, t_{end} representa el tiempo final de simulación y el subíndice i representa al respectivo LC .

- ◇ **Número de actualizaciones de los voltajes de los LC s j -ésimos desde el punto de vista del LC i -ésimo (Index2):** Este criterio considera la cantidad de actualizaciones realizadas de los voltajes j -ésimos $v_j(t_c)$ referenciada por el LC i -ésimo. La métrica se expresa como:

$$\text{Index2} : \sum_{n=0}^{t_{end}} \delta_{b,i}(n), \quad (3.121)$$

donde:

$$\delta_{b,i}(n) = \begin{cases} 1, & \text{si cualquier } v_j(n) \neq v_j(n-1), \quad j \in [1, \dots, N_i], \quad j \neq i \\ 0, & \text{en caso contrario.} \end{cases}$$

La función indicadora $\delta_{b,i}(n)$ toma el valor de 1 cuando hay un cambio en el estado de los voltajes de los vecinos en el instante n . Por su parte, t_{end} representa el tiempo final de simulación y el subíndice i representa al respectivo LC .

- ◇ **Número de actualizaciones del estado del voltaje del LC i -ésimo (Index3):** Este aspecto mide las veces que se actualiza el voltaje local $v_i(t_c)$ durante la ejecución del algoritmo de control analizado. Matemáticamente, se define como:

$$\text{Index3} : \sum_{n=0}^{t_{end}} \delta_{c,i}(n), \quad (3.122)$$

donde:

$$\delta_{c,i}(n) = \begin{cases} 1, & \text{si } v_i(n) \neq v_i(n-1), \\ 0, & \text{en caso contrario.} \end{cases}$$

En este caso, $\delta_{c,i}(n)$ es una función indicadora que vale 1 si el voltaje local $v_i(t_c)$ cambia en el instante n . Por su parte, t_{end} representa el tiempo final de simulación y el subíndice i representa al respectivo LC .

3.8. Análisis de la Función $limh(t_c)$ para la Cota de Triggering

La función $limh(t_c)$ propuesta en esta tesis tiene como objetivo garantizar que los eventos se generen de manera regular, evitando sobre activaciones y reduciendo el esfuerzo de los controladores propuestos. No obstante, su implementación conlleva una disminución en la precisión del control, evidenciada por un error de consenso sostenido en los voltajes de los SMs del brazo controlado.

Por esta razón, es fundamental diseñar esta función de manera adecuada. Como se definió previamente, $limh(t_c)$ está dada por la siguiente expresión:

$$limh(t_c) = gh \left(\frac{2}{1 + e^{-\alpha t_c}} - 1 \right) \quad (3.123)$$

En primer lugar, el comportamiento de $limh(t_c)$ en la ecuación (3.123) puede analizarse considerando dos casos principales. Es importante recordar que el esquema de ETC, en su forma general, está dado por:

$$\text{ETC : } \text{error}(t_c) = \text{cota}(t_c) \quad (3.124)$$

$$\Rightarrow \text{cota}(t_c) = \beta \|\text{Term}_a(t_c) + \text{Term}_b(t_c)\| \quad (3.125)$$

Aquí, $\text{Term}_a(t_c)$ está asociado a la dinámica del sistema y define cuánto pueden alejarse los estados sin comprometer la estabilidad. Por otro lado, $\text{Term}_b(t_c)$ se define como $limh(t_c)$.

1. **Estado transitorio:** Analizando (3.125), cuando t_c es pequeño, $\|\text{Term}_a(t_c)\|$ es grande en comparación con $\|limh(t_c)\|$. En este caso, $\|limh(t_c)\|$ es despreciable en comparación con $\|\text{Term}_a(t_c)\|$. Por lo tanto:

$$\text{error}(t_c) \approx \beta \|\text{Term}_a(t_c)\| \quad (3.126)$$

2. **Estado estacionario:** Analizando (3.125), cuando t_c es grande y asumiendo que los voltajes llegan a un consenso, es decir, hay convergencia, $\|\text{Term}_a(t_c)\|$ tiende a cero y $\|limh(t_c)\|$ predomina. En este caso:

$$\text{error}(t_c) \approx \beta_i \|limh(t_c)\| \quad (3.127)$$

Al analizar la función $limh(t_c)$ dada en (3.123) con $t_c \rightarrow \infty$

Se tiene que el término $e^{-\alpha t_c} \rightarrow 0$.

Por lo tanto,

$$\frac{2}{1 + e^{-\alpha t_c}} \rightarrow \frac{2}{1} = 2. \quad (3.128)$$

Entonces, la función se aproxima a:

$$limh(t_c) \rightarrow gh(2 - 1) = gh \cdot 1 = gh, \quad (3.129)$$

es decir

$$\lim_{t_c \rightarrow \infty} limh(t_c) = gh. \quad (3.130)$$

Una vez acotado gh , el siguiente objetivo es establecer un método fundamentado para determinar su valor óptimo. En [62], se propone el diseño de un parámetro que interviene en la ETC. Aplicando la misma lógica, en este trabajo se propone que gh se obtenga mediante el planteamiento de un problema de indicadores con dos objetivos principales:

1. **Minimizar la cantidad de eventos en el brazo controlado:** Esto se traduce en minimizar la suma de los eventos asociados a la acción de control local $d_i(t_k^i)$, representados por $\delta_{a,i}(n, gh)$, a lo largo del nodo conectado al LC i -ésimo y en cada instante de tiempo n , como se describe en la siguiente ecuación:

$$\min_{gh} \sum_{i=1}^{N_i} \sum_{n=0}^{t_{end}} \delta_{a,i}(n, gh), \quad (3.131)$$

donde:

- ◇ N_i es el número total de LC que comparten información.
- ◇ t_{end} es el tiempo final de simulación.
- ◇ $\delta_{a,i}(n, gh)$ es una función indicadora que toma el valor de 1 si ocurre un evento de actualización en el i -ésimo LC en el instante n , y depende del parámetro gh . La obtención del parámetro gh se detallada en el siguiente capitulo.

2. **Minimizar el error relativo acumulado en el brazo controlado:** Esto se traduce en minimizar el error relativo acumulado de todos los LC s del brazo una vez que los voltajes del brazo controlado del convertidor han entrado dentro de un rango de tolerancia definido (en este caso, 2%). Esto se traduce en minimizar el error relativo acumulado de todos los LC s del brazo del MMC.

$$\min_{gh} \sum_{t_c=t_{sta}}^{t_{end}} e(t_c, gh), \quad (3.132)$$

donde:

- ◇ t_{sta} es el instante en el que el sistema entra en el rango de tolerancia (2%).
- ◇ $e(t_c, gh)$ representa el error relativo acumulado en cada instante t_c .

Se define

$$e(t_c, gh) = \frac{1}{t_{end} - t_{sta}} \sum_{j=1}^{N-1} \sum_{i=j+1}^N |(v_j(t_c, gh) - v_i(t_c, gh))|, \quad (3.133)$$

donde:

- ◇ $v_j(t_c, gh)$ y $v_i(t_c, gh)$ son los valores de los voltajes de los LC j -ésimo e i -ésimo, respectivamente, en el instante t_c , los cuales dependen del parámetro gh .

3.9. Consideraciones para la Implementación de las Técnicas de Control Distribuidas Propuestas

En este trabajo de tesis, el MMC considerado es controlado mediante la transformada $\mathbf{X}_{\alpha\beta 0}^{\Sigma\Delta}$ presentada en [34], [35]. No obstante, dicho sistema de control no fue objeto de estudio, ya que el enfoque principal se centró en el diseño y la propuesta de estrategias de control distribuidas para el control intracluster. Además, no se aborda el proceso de generación de la modulación ni tampoco el proceso de sincronizado de pulsos para los SM del MMC, ya que se considera como un elemento que escapa del foco del estudio. También se consideran fuera del alcance de este trabajo otros aspectos constructivos de los SMs o del propio MMC.

En su lugar, este trabajo pone énfasis en la implementación de estrategias de control basadas en eventos. Si bien existe una amplia investigación sobre estrategias del tipo ET y ST en MAS, donde los modelos suelen ser de primer orden, la aplicación de estas estrategias al MMC plantea desafíos particulares. En este contexto, la implementación de dichas estrategias implica inevitablemente la presencia de ruido en las variables de control. En particular, la tensión de los capacitores presenta oscilaciones a doble frecuencia de la fundamental. Para mitigar estos efectos, se emplean filtros en los sistemas de medición, los cuales también se consideran al momento de sintonizar las ganancias del controlador.

Esta configuración se selecciona teniendo en cuenta que la dinámica lenta de los capacitores permite el uso de un filtro más robusto sin afectar significativamente su respuesta dinámica. En primer lugar, se implementará un filtro discreto pasabajos de primer orden. La función de transferencia de este filtro, denotado como H_n , es:

$$H_n(z) = \frac{T_s w_n (1 + z^{-1})}{(T_s w_n + 2) + (T_s w_n - 2)z^{-1}}, \quad (3.134)$$

donde w_n corresponde a la frecuencia natural del filtro y T_s al tiempo de muestreo, en este caso igual al paso de la simulación.

Debido al elevado nivel de contaminación en las señales de tensión del MMC, la exclusiva aplicación del filtro descrito en (3.134) puede no ser suficiente para evitar activaciones indeseadas de eventos, afectando negativamente el desempeño de las estrategias presentadas en las secciones siguientes. Por ello, en este trabajo se propone añadir de un filtro discreto de valor medio, H_m , con un tiempo de muestreo T_m , definido como:

$$H_m(z) = \frac{T_m(1 + z^{-1})}{2(1 - z^{-1})}, \quad (3.135)$$

donde $T_m = 2000T_s$.

Por lo tanto, es posible definir un filtro equivalente en cascada, aquí denominado como filtro robusto H_r , cuya representación puede expresarse mediante una única función de transferencia,

descrita por la convolución entre H_n y H_m , es decir:

$$H_r(z) = H_n(z) * H_m(z) . \quad (3.136)$$

El filtro H_r en (3.136) se emplea en (3.16), (3.45), (3.71) y (3.98), por lo que las mediciones se denotan con la nomenclatura \hat{v} , correspondiendo a las señales filtradas.

A continuación se presenta el diagrama de Bode en la Figura 3.12 correspondiente, que caracteriza el comportamiento del filtro para diferentes frecuencias. Se observa que el filtro actúa como un LPF, eliminando componentes de frecuencias altas.

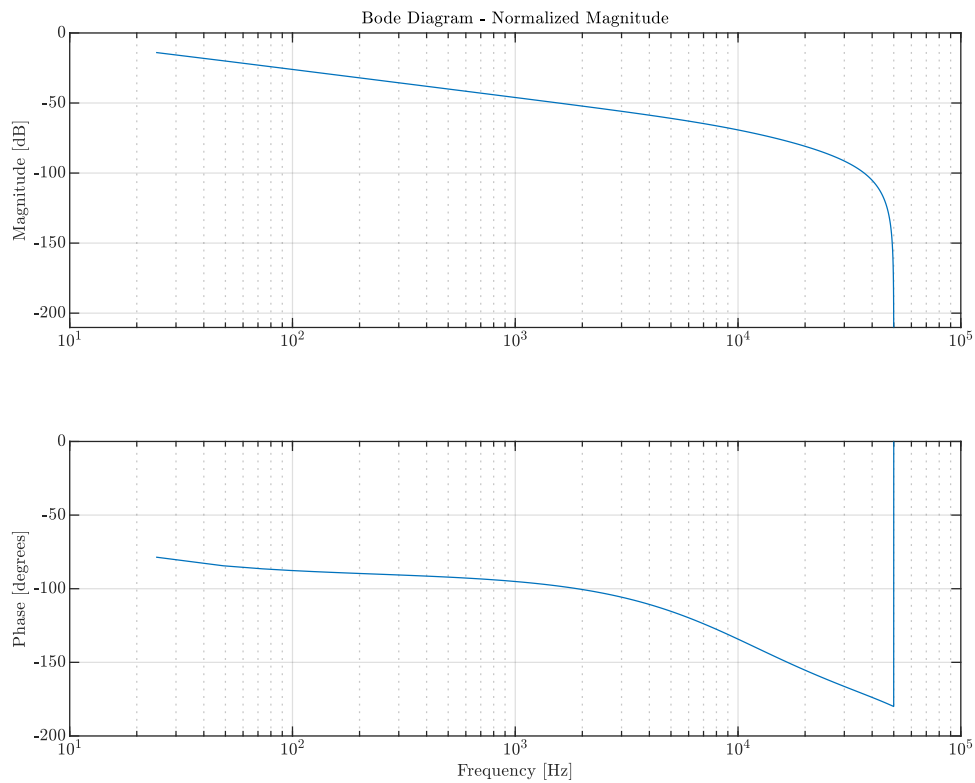


Figura 3.12: Diagrama de bode de filtro H_r .

Capítulo 4

Validación de las Propuestas en HIL

Introducción del Capítulo

Este capítulo describe el setup *Hardware-in-the-Loop* (HIL, por sus siglas en inglés) utilizado en esta tesis para la validación de las propuestas. Este entorno de emulación, que integra componentes tanto de *hardware* como de software, resulta fundamental para la validación realista y segura de las estrategias de control distribuido propuestas en el *Modular Multilevel Converter* (MMC, por sus siglas en inglés). Luego de esto, se introducen los parámetros correspondientes a las estrategias de control distribuido propuestas. Se desarrolla un análisis de sensibilidad respecto al parámetro gh , cuyo objetivo es reducir los eventos cuando los voltajes de los capacitores llegan a un consenso, una consideración importante debido a las características del MMC. Posteriormente, se evalúa el desempeño del filtro diseñado en el entorno de simulación *Matlab-Simulink*. A continuación, se describen los experimentos realizados, se compara el desempeño de las estrategias propuestas entre estas y con la estrategia tradicional basada en consenso. Finalmente, se discuten los resultados obtenidos en la validación HIL.

4.0.1. Descripción de la Topología Considerada en la Tesis

La Figura 4.1, muestra el MMC trifásico conectado a una red y carga puramente resistiva (emulando el consumo de potencia). Para esta topología se diseñan y validan las cuatro estrategias de control distribuido basadas en ET y ST que se proponen en el trabajo de tesis. Este convertidor de potencia está compuesto por 18 *Submodules* (*SMs*, por sus siglas en inglés) (3 *SMs* por brazo), cada *SM* cuenta con una configuración *Half Bridge* (HB, por sus siglas en inglés) como se ve en la Figura 4.1.

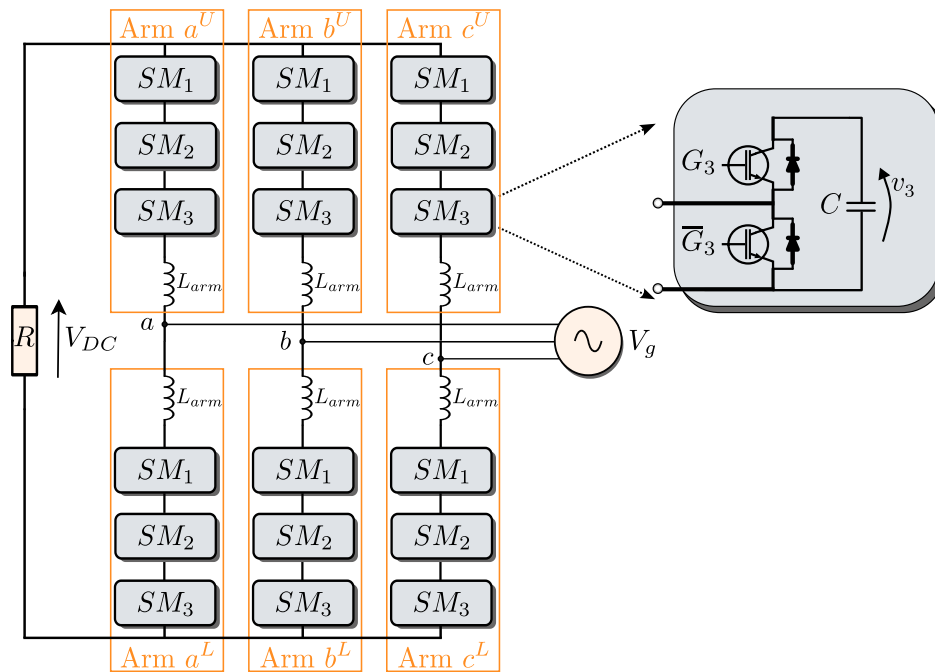


Figura 4.1: Topología del MMC utilizado en la tesis.

Los parámetros utilizados en la simulación del MMC se presentan en la Tabla 4.1.

Tabla 4.1: Parámetros del MMC utilizados en la parte experimental.

Descripción	Valor
Inductancia de red (L_g)	2 mH
Inductancia del brazo (L_{arm})	5 mH
Capacitancia de los SM (C)	8 mF
Número de SMs por brazo (N)	3 (18 SMs en total)
Frecuencia portadora (modulación PS-PWM)	10 kHz
Frecuencia de red (f_g)	50 Hz
Voltaje de red (V_g)	70 V_{RMS}
Potencia (P_{nom})	1.5 kW
Voltaje del enlace DC (V_{DC})	250 V
Carga resistiva (R)	40 Ω

4.0.2. Plataforma HIL Utilizada

La validación de las propuestas de control distribuido intracluster se llevó a cabo utilizando el dispositivo OPAL-RT OP4512, presentado en la Figura 4.2. Esta plataforma integra tanto la emulación del *hardware* de potencia, en este caso, un MMC con 18 SMs, y el sistema de control

distribuido en el que el *Central Controller* (CC, por sus siglas en inglés) y los *Local Controllers* (LCs, por sus siglas en inglés) interactúan para ejecutar tareas de control de alto y bajo nivel, respectivamente. Además, cuenta con un computador *host* donde se desarrollan e implementan los esquemas de control y el modelo del MMC.

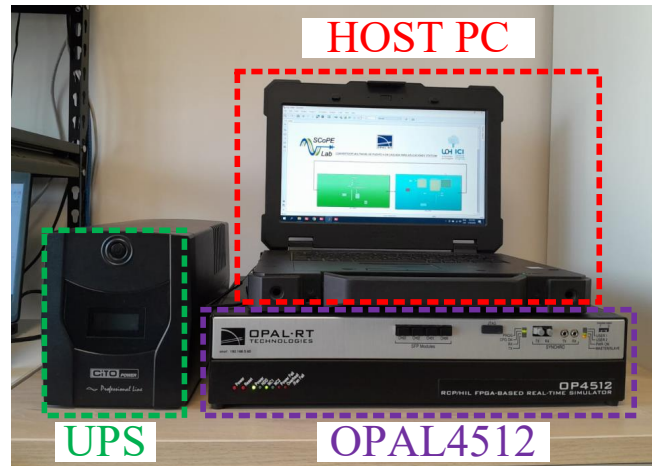


Figura 4.2: Setup HIL.

La Figura 4.3 muestra la implementación del MMC y su sistema de control en la Opal de la Figura 4.2. Para la implementación del MMC, se empleó *Electric Hardware Solver* (eHS, por sus siglas en inglés), que permite desarrollar el modelo eléctrico del convertidor a través de la herramienta *Schematic Editor*. Este solver opera con pasos de tiempo discreto y se ejecuta en una *Field Programmable Gate Array* (FPGA, por sus siglas en inglés) Kintex-7 410T que tiene la Opal. La CPU y FPGA están integrados en el dispositivo OP4512.

Por otro lado, el sistema de control se implementó en una *Central Processing Unit* (CPU, por sus siglas en inglés) Intel Xeon E3 (4 núcleos, 3.7 GHz), utilizando un solver de tiempo discreto basado en el método Runge-Kutta.

La simulación entre la FPGA y la CPU se logró gracias a un enlace PCI Express de alta velocidad, que facilita el intercambio de información sobre variables medidas y señales de control en tiempo real. En la validación HIL, coexisten dos escalas de muestreo claramente diferenciadas: el bloque de control opera con un tiempo de muestreo de $T_s = 10 \mu s$, mientras que las señales analógicas provenientes del MMC (implementado en el bloque eHS) se adquieren en tiempo real con un tiempo de muestreo mucho menor, de $T_e = 1 \mu s$.

El controlador fue desarrollado en *Simulink*, desde donde interactúa con la herramienta *Schematic Editor*, utilizada para modelar el convertidor. El computador anfitrión (host) se encarga de generar el proyecto en código C y cargarlo en el dispositivo OP4512 a través de la interfaz RT-Lab.

El esquema presentado en la Figura 4.3 ilustra la implementación HIL del MMC con su esquema de control, en donde se da énfasis al control intracluster de los capacitores.

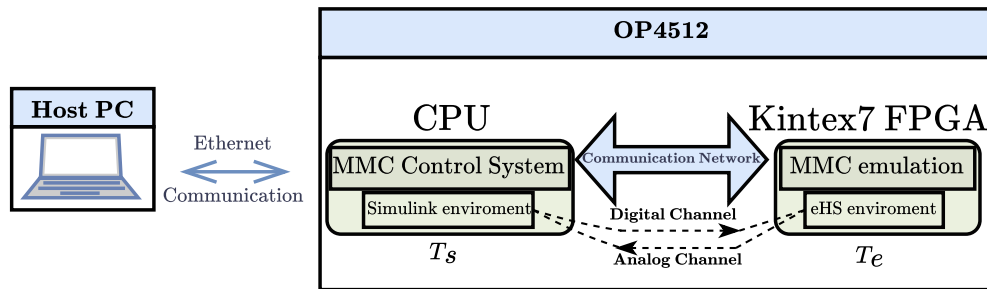


Figura 4.3: Esquema HIL.

4.1. Parámetros de los Controladores Propuestos

Tras describir el setup HIL, se detallan a continuación los parámetros de las estrategias de control distribuido propuestas. La Tabla 4.2 presenta los principales parámetros utilizados, junto con una breve descripción de cada uno.

Tabla 4.2: Descripción de los parámetros utilizados en las propuestas de control.

Parámetro	Descripción
γ	Ganancia que influye en la rapidez de convergencia del algoritmo de consenso.
β_i	Parámetro que determina la velocidad de actualización de eventos en la estrategia, influyendo en ETC.
$limh(t_c)$	Función diseñada para reducir la frecuencia de eventos tras alcanzar el consenso, dando mayor peso al estado estacionario.
gh	Define la cota superior del error en estado estacionario para la respectiva ETC.
α	Límite de holgura para la activación de eventos en el mecanismo de actualización (Updater) de la propuesta PST.
τ_{\min}^i	Tiempo mínimo entre activaciones de eventos (en la propuesta PST se le denomina $\tau_{\min1}^i$)
τ_{\max}^i	Tiempo máximo permitido entre eventos en la estrategia de control (en la propuesta PST se le denomina $\tau_{\max1}^i$)
$\tau_{\min2}^i$	Tiempo mínimo entre actualizaciones del Updater, similar a t_{\min} Trigger.
$\tau_{\max2}^i$	Tiempo máximo permitido entre actualizaciones del Updater. Basado en t_{\max} Trigger.

Los parámetros presentados en la Tabla 4.2 han sido definidos en función de criterios tanto teóricos como prácticos, considerando los objetivos de estabilidad, reducción de eventos y factibilidad de implementación en sistemas distribuidos.

Es importante recordar que los parámetros γ , β_i , $limh(t_c)$, gh , τ_{\min}^i y τ_{\max}^i son utilizados en todas las propuestas. A excepción de α , $\tau_{\min 2}^i$ y $\tau_{\max 2}^i$ que son exclusivos de la propuesta PST.

De estos, γ y β_i se seleccionan comúnmente en la revisión literaria sobre control por consenso y estrategias ETC, ya que regulan la rapidez de convergencia y la sensibilidad al error, respectivamente [23]. Además, la función $limh(t_c)$ y el valor límite gh son propuestas propias de esta tesis, detalladas en la siguiente sección. Diseñadas para mitigar la recurrencia de eventos en estado estacionario, lo que favorece un comportamiento más eficiente de los LCs . Por otro lado, los parámetros τ_{\min}^i y τ_{\max}^i , tanto para el bloque Trigger como para el bloque Updater, se introducen para garantizar propiedades como la exclusión del comportamiento Zeno y la actualización periódica forzada (ver Anexo B).

4.1.1. Análisis de Sensibilidad del Parámetro gh para los Métodos Propuestos

Como se explicó en la Sección 3.8, es fundamental determinar un valor óptimo para el parámetro gh . Para ello, se realizaron simulaciones considerando cuatro valores distintos de gh .

En cada caso de estudio, se procedió a la recopilación de datos de las métricas clave del brazo del MMC: la suma de eventos del Index1 (ver (3.131)) del brazo y el error relativo acumulado (ver (3.132)). Posteriormente, estos valores fueron normalizados e interpolados, lo que permitió realizar un análisis gráfico detallado. A partir de dicho análisis, se identificó el valor de gh más adecuado para cada propuesta de control distribuido basado en eventos. Los valores óptimos obtenidos se utilizan en la tabla de parámetros correspondiente a cada experimento.

Propuesta ET₁

La Figura 4.4 presenta un análisis de sensibilidad con el objetivo de encontrar un equilibrio entre la reducción del número de eventos y la precisión del control, que se mide a través del error acumulado relativo. Como se puede observar en la gráfica, al incrementar el valor de gh , el número de eventos disminuye, mientras que el error tiende a aumentar. Por lo tanto, el valor óptimo para la propuesta ET₁ se define en 0.08, que representa el punto de intersección entre estas dos métricas.

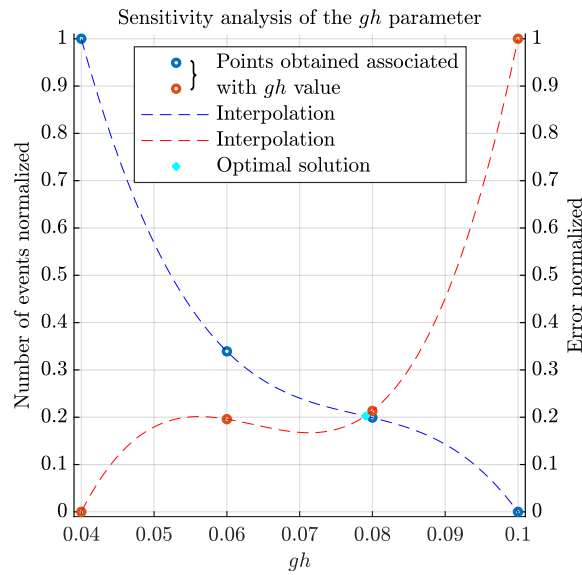


Figura 4.4: Análisis de sensibilidad de gh .

Propuesta ET₂

La Figura 4.5 presenta un análisis de sensibilidad con el objetivo de encontrar un equilibrio entre la reducción del número de eventos y la precisión del control, que se mide a través del error acumulado relativo. Ambas variables están normalizadas para encontrar el valor de gh óptimo. Por lo tanto, el valor óptimo para la propuesta ET₂ se define en 0.095, lo que representa el punto de conexión entre estas dos métricas.

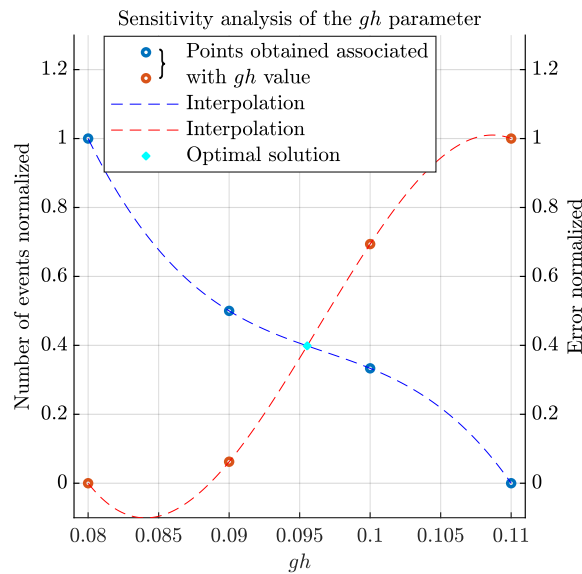


Figura 4.5: Análisis de sensibilidad de gh .

Propuesta PST

La Figura 4.6 presenta tres gráficas con la misma estructura: el eje x corresponde al parámetro gh , mientras que el eje y muestra valores normalizados tanto del número de eventos como del error relativo acumulado, ambos asociados a dicho parámetro. Con el fin de analizar la influencia del parámetro α sobre gh , se consideran tres escenarios distintos. En la subfigura (a), $\alpha = 0,001$; en la subfigura (b), $\alpha = 0,01$; y en la subfigura (c), $\alpha = 0,1$.

Como se observa en las gráficas de la Figura 4.6, el parámetro α ejerce una influencia leve en la determinación del valor óptimo de gh . Para este análisis se selecciona la gráfica (b), ya que representa un punto intermedio. En efecto, si gh es demasiado pequeño, el bloque *Updater* operaría de manera sincrónica, sin aportar mejoras significativas en el canal de comunicación distribuido. Por otro lado, un valor excesivamente grande de gh podría comprometer la estabilidad del convertidor. El caso $\alpha = 0,01$ refleja un equilibrio adecuado, pues implica que el límite de variación del voltaje local corresponde a un 1%. Luego de esto, se puede ver gráficamente en la 4.6 b) la solución óptima para el parámetro gh , definiéndose en 0.081.

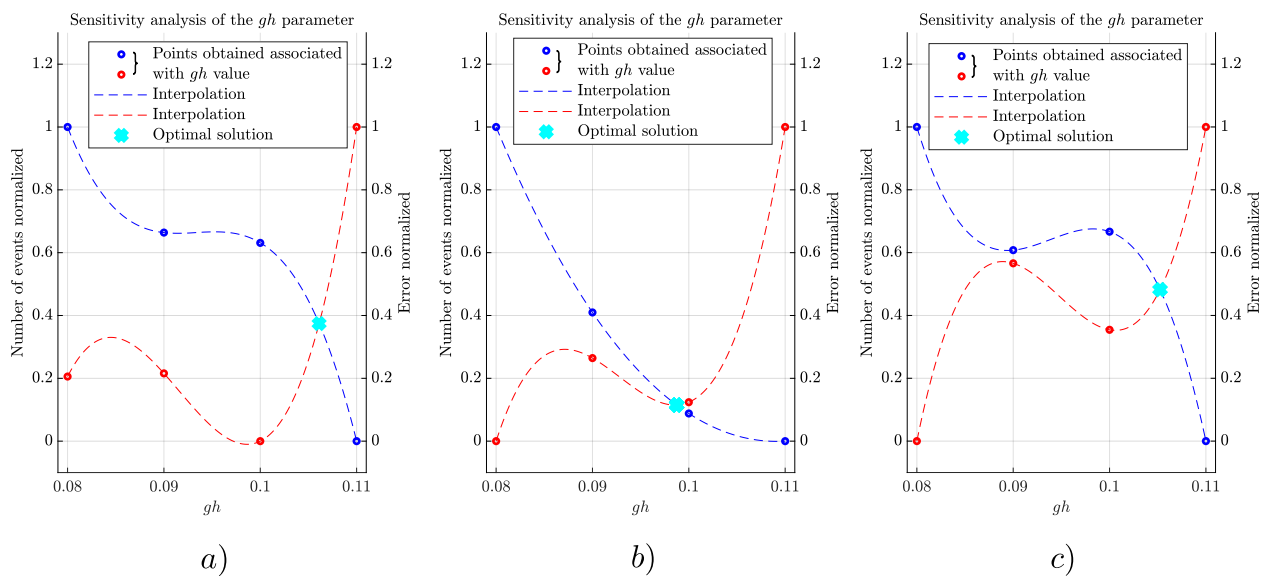


Figura 4.6: Análisis de sensibilidad de gh con diferentes valores de α .

Propuesta ST

La Figura 4.7 presenta un análisis de sensibilidad con el objetivo de encontrar un equilibrio entre la reducción del número de eventos y la precisión del control, que se mide a través del error relativo acumulado. Ambas variables están normalizadas para encontrar el valor de gh óptimo. Por lo tanto, el valor óptimo para la propuesta ST se define en 0.08, lo que representa el punto de conexión entre estas dos métricas.

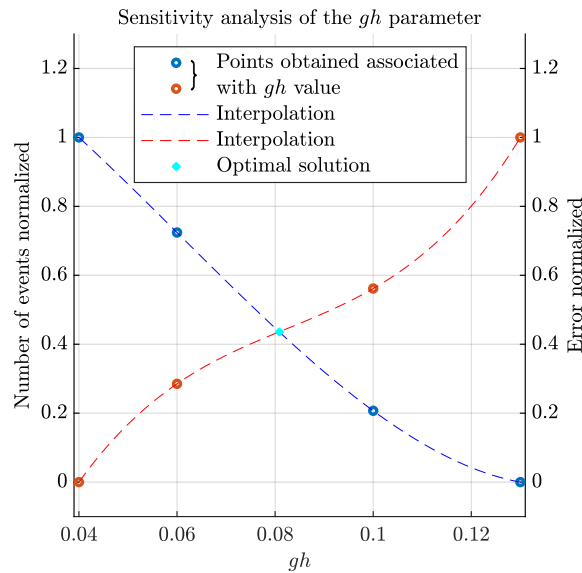


Figura 4.7: Análisis de sensibilidad de gh .

4.2. Desempeño del Filtro Pasa Bajos Utilizado

En los artículos de la literatura, se han estudiado diversas aplicaciones de ET y ST, especialmente en MAS, donde la dinámica de cada agente generalmente no presenta componentes oscilatorias. Esta situación contrasta notablemente con el caso del MMC. En el MMC, los voltajes de los capacitores de los SMs se componen inherentemente de dos términos: una componente DC y una componente oscilatoria. El objetivo es eliminar esta última y preservar la componente DC para implementar las propuesta de control distribuido del tipo ET y ST. Esto se logra diseñando un filtro adecuado para quedarse con la componente de baja frecuencia que el algoritmo utiliza.

A continuación, en la Figura 4.8, se analiza en el entorno de Simulink la dinámica de un SM específico en un brazo del convertidor. En dicha figura, se muestra inicialmente el voltaje medido (color azul), seguido del voltaje resultante tras ser procesado por el primer filtro de primer orden H_n (color rojo) definido en (3.134), y finalmente, la señal obtenida luego de pasar por un segundo filtro, correspondiente a H_r (color naranja) definido en (3.136). La figura muestra que la señal resultante del filtrado mediante H_r se comporta prácticamente como una componente DC, libre de oscilaciones, lo que permite implementar de manera adecuada las estrategias de control intracluster propuestas.

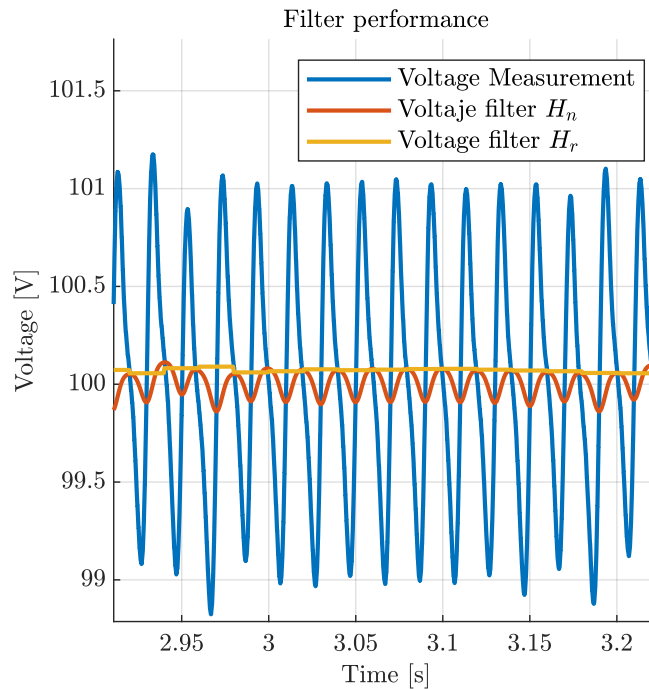


Figura 4.8: Despeño de los filtros.

4.3. Experimentos de Validación de las Propuestas

En esta sección se presentan los resultados de los esquemas distribuidos propuestos, evaluando su eficacia mediante la realización de experimentos en distintos escenarios de operación. En esta tesis se definieron tres experimentos clave, diseñados específicamente para evaluar el comportamiento de las estrategias de control distribuido propuestas bajo distintas condiciones operacionales. Estos buscan, específicamente:

1. **Comparar el desempeño bajo las mismas condiciones de diseño:** Se evalúa el comportamiento de las estrategias utilizando los mismos parámetros para la ganancia de convergencia y la velocidad de actualización de eventos.
2. **Analizar la dinámica transitoria:** Se aborda la convergencia de las propuestas y el tiempo de asentamiento de las variables de control (voltajes).
3. **Evaluar la robustez del convertidor ante perturbaciones:** Se analiza la respuesta de las estrategias de control frente a escenarios de fallas, tales como: fallas simétricas en los puertos (AC/DC), pérdida de comunicación entre *LCs* y desbalance inicial del voltaje de los capacitores.

A continuación se detalla cada uno de estos experimentos, y se presenta el desempeño de las propuestas en los mismos:

4.3.1. Experimento 1

El objetivo de este experimento es comparar las diferentes estrategias con los mismos parámetros de control γ y β . Además, se debe tener en cuenta que cada capacitor tiene condiciones iniciales de voltaje diferentes de ± 15 V respecto a los 100 V nominales, lo cual representa un escenario real.

En la Tabla 4.3 que se presenta a continuación, se observan los parámetros utilizados para este experimento, en cada una de las propuestas:

Tabla 4.3: Parámetros de las estrategias propuestas.

Parámetros	Consenso	ET ₁	ET ₂	PST	ST
γ	0.165	0.165	0.165	0.165	0.165
β	No aplica	0.1	0.1	0.1	0.1
$limh(t_c)$	No aplica	$limh(t_c)$	$limh(t_c)$	$limh(t_c)$	$limh(t_c)$
gh	No aplica	0.079	0.095	0.098	0.081
α	No aplica	No aplica	No aplica	0.01	No aplica
t_{min} Trigger	No aplica	$10T_s$	$10T_s$	$10T_s$	$10T_s$
t_{max} Trigger	No aplica	10^6T_s	10^6T_s	10^6T_s	10^6T_s
t_{min} Updater	No aplica	No aplica	No aplica	$10T_s$	No aplica
t_{max} Updater	No aplica	No aplica	No aplica	$\frac{10^6}{2}T_s$	No aplica

Donde,

$$limh(t_c) = gh \left(\frac{2}{1 + e^{-1,8t_c}} - 1 \right), \quad (4.1)$$

el valor de α se elige en función del tiempo de estabilización deseado. Matemáticamente, valores cercanos a 1,8 garantizan que $limh(t_c)$ se estabilice en aproximadamente dos segundos, permitiendo una operación eficiente del sistema sin comprometer su desempeño. Además, este valor facilita un control efectivo de *Capacitor Voltage Balancing* (CVB, por sus siglas en inglés), logrando una estabilización más rápida en comparación con otros métodos reportados en la literatura [6], [63], los cuales suelen presentar respuestas más lentas.

La Figura 4.9 muestra los voltajes de todos los *SMs* (18 en total) del MMC durante un intervalo de 50 [s] para las estrategias propuestas. Se observa que, al utilizar los mismos parámetros de control, todas las estrategias desarrolladas demuestran ser eficaces para la regulación y el balance del voltaje intracluster, manteniendo los voltajes de los *SMs* dentro de límites operacionales. No obstante, se registraron diferencias notables en la dinámica del transitorio, particularmente en los tiempos de convergencia. Pese a ello, todas las estrategias exhibieron un proceso de asentamiento suave (o amortiguado), sin presentar sobreimpulsos ni oscilaciones significativas. En particular, la estrategia ET₁ converge más rápido que las demás, mientras que ET₂, PST y ST presentan tiempos de convergencia similares.

◇ Voltaje de todos los *SMs* del MMC:

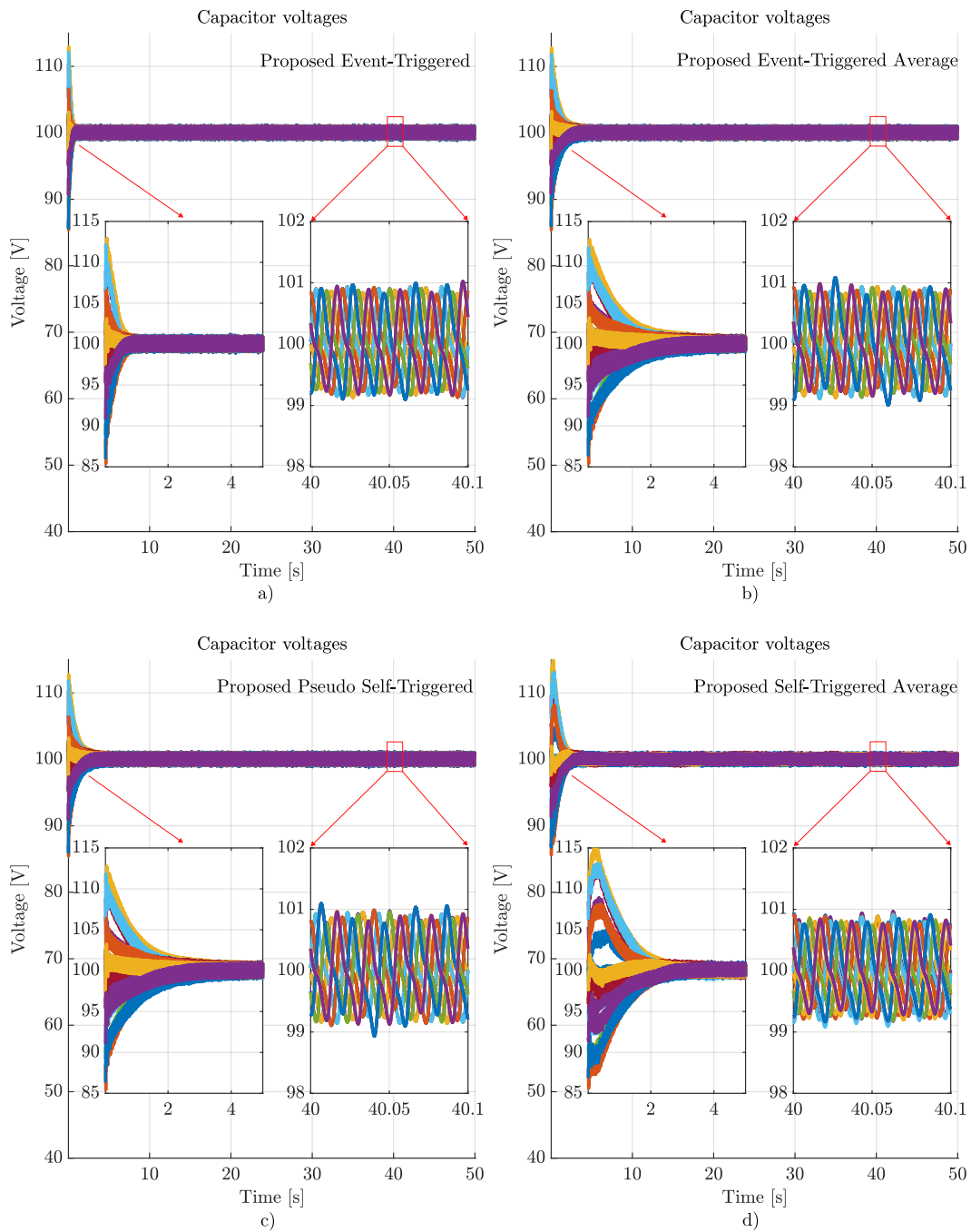


Figura 4.9: Voltaje de los capacitores de los controladores propuestos a) ET_1 b) ET_2 c) PST d) ST.

La Figura 4.10 muestra los instantes de activación asociados a las métricas de eventos descritas previamente, como se explicó en el capítulo anterior Index1, representa el número de actualizaciones de la acción de control del LC i -ésimo. Los resultados de la Figura 4.10, corresponden al desempeño de los controladores en la prueba mostrada en la Figura 4.9. En este contexto, cada marca (x) vertical en el gráfico representa un instante de activación (t_k^i), que corresponde a una actualización de la acción de control ($d_i(t_c)$) del LC i -ésimo (tal como se define en el índice de desempeño Index1 del Capítulo 3). Específicamente, se ilustran los patrones temporales y la concurrencia con la que ocurren estos eventos en los LC s del brazo superior de la fase b , además de cuantificar el número total de eventos generados por cada estrategia durante el intervalo de simulación de 50 [s].

Como se observa en la Figura 4.10 estos tiempos de activación son de carácter asincrónico, activándose solo cuando es necesario según la condición de activación, eliminando la dependencia del tiempo de muestreo fijo del CC. Un menor valor del Índice 1 (Index1) se traduce directamente en una reducción de la carga computacional impuesta al LC , lo que es crucial para mejorar la eficiencia y la vida útil del *hardware* de control.

En este sentido, las estrategias ET_2 y ST exhiben el mejor rendimiento, al generar el menor número de eventos. Este bajo requerimiento de procesamiento otorga una mayor holgura a sus respectivos LC s, liberando recursos que pueden ser destinados a otras tareas de bajo nivel o permitiendo el uso de *hardware* de menor coste. La estrategia ET_1 se posiciona inmediatamente después en términos de eficiencia. En contraste, la estrategia PST , a pesar de sus ventajas en otros aspectos, presenta el mayor costo computacional de todas las propuestas de control distribuido analizadas, indicando que su lógica de activación resulta más demandante en términos de actualizaciones de la acción de control.

◇ Eventos en los LC s del brazo superior de la fase b :

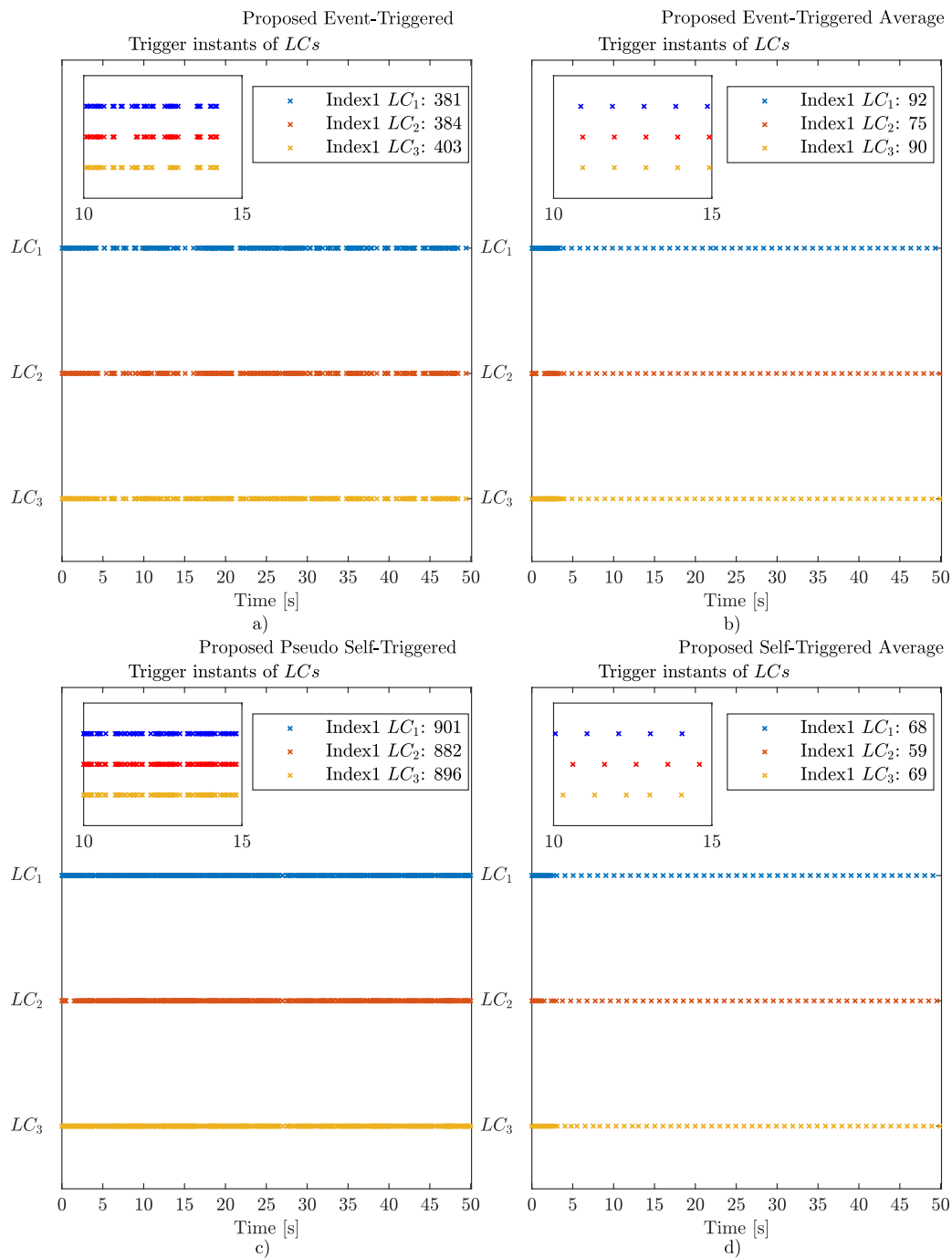


Figura 4.10: Instantes de disparos de los controladores propuestos a) ET₁ b) ET₂ c) PST d) ST.

La Figura 4.11 muestra los instantes de activación asociados a las métricas de eventos descritas previamente (ver 3.7), como se explicó en el capítulo anterior Index2, representa el número de actualizaciones de los voltajes de los LC s j -ésimos desde el punto de vista del LC i -ésimo. Los resultados de la Figura 4.10, corresponden al desempeño de los controladores en la prueba mostrada en la Figura 4.9. En este contexto, cada marca (x) vertical en el gráfico representa un instante de activación ($t_k^{i'}$), que corresponde a una actualización de los voltajes v_j de los LC s j -ésimos desde el punto de vista del LC i -ésimo (tal como se define en 3.7). Esta información de los voltajes vecinos es esencial, ya que se utiliza directamente para el cálculo de la acción de control local. Específicamente, se ilustran los patrones temporales y la concurrencia con la que ocurren estos eventos en los LC s del brazo superior de la fase b , además de cuantificar el número total de eventos generados por cada estrategia durante el intervalo de simulación de 50 [s]. Cabe destacar que, en la Figura 4.11, la notación utilizada en la leyenda para Index2, expresado como $LC_{i,(j)}$, indica la relación de comunicación entre el LC i -ésimo y los LC s j -ésimos. Esta notación es clave, ya que representa la actualización de la información de estado de los vecinos vista desde el LC i -ésimo.

Un menor valor del Índice 2 (Index2) es un indicador directo de la reducción en el uso del ancho de banda del canal de comunicación distribuido. Esto quiere decir que la comunicación entre LC s es asincrónica y no en cada paso de muestreo del CC. Este índice es crucial porque cuantifica la eficiencia de la comunicación al considerar la topología específica del grafo de conexión entre los LC s vecinos. Disminuir esta métrica no solo alivia la carga del canal, sino que también optimiza su capacidad y latencia para otras tareas críticas de comunicación o control que se ejecutan entre los LC s, asegurando la disponibilidad de recursos para todo el sistema.

En este contexto, la gestión del ancho de banda es una problemática crucial en sistemas distribuidos. Las estrategias PST y ST fueron diseñadas específicamente para abordar esta limitación, implementando una lógica que reduce el intercambio de datos y proporciona una mayor eficiencia en el uso del canal de comunicación. En particular, la estrategia ST demuestra el mejor desempeño en la reducción del tráfico, ya que sus tiempos de activación son inherentemente asincrónicos, generando actualizaciones solo cuando es estrictamente necesario.

Por otro lado, si bien las estrategias ET_1 y ET_2 también operan de manera asincrónica para la actualización de la acción de control local, su diseño no incluye mecanismos de reducción del intercambio de información entre LC s vecinos (Index2). Por lo tanto, estas propuestas requieren un intercambio en cada paso de tiempo del CC para monitorear las condiciones de activación del evento, lo que resulta en una menor eficiencia en el uso del canal de comunicación distribuido.

◇ Eventos en los LC s del brazo superior de la fase b :

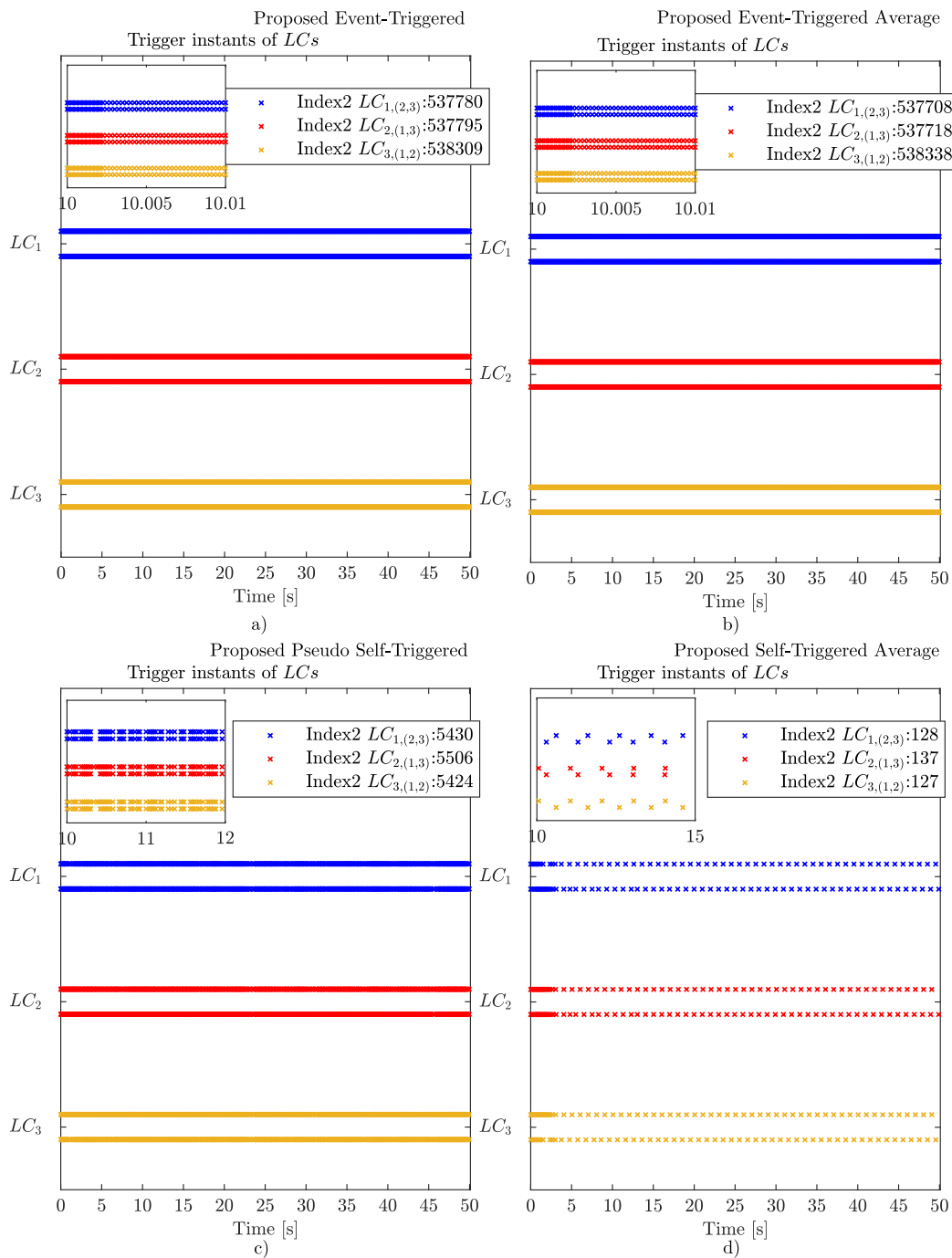


Figura 4.11: Instantes de disparos de los controladores propuestos a) ET_1 b) ET_2 c) PST d) ST.

La Figura 4.12 muestra los instantes de activación asociados a las métricas de eventos descritas previamente, como se explicó en el capítulo anterior Index3, representa el número de actualizaciones de los voltajes locales desde el punto de vista del LC i -ésimo. Los resultados de la Figura 4.12, corresponden al desempeño de los controladores en la prueba mostrada en la Figura 4.9. En este contexto, cada marca (x) vertical en el gráfico representa un instante de activación, que corresponde a una actualización del voltaje local desde el punto de vista del LC i -ésimo (tal como se define en 3.7). Específicamente, se ilustran los patrones temporales y la concurrencia con la que ocurren estos eventos en los LC s del brazo superior de la fase b , además de cuantificar el número total de eventos generados por cada estrategia durante el intervalo de simulación de 50 [s].

Un menor valor del Índice 3 (Index3) es un indicador de la reducción efectiva de la carga computacional local, lo que se traduce en una mejora directa en el rendimiento del LC . En este contexto, la estrategia ST es la única propuesta que aborda intrínsecamente esta problemática, ya que su diseño busca reducir las verificaciones del voltaje local dentro del LC . Esta estrategia se caracteriza porque una vez que actualiza la acción de control local, también actualiza la información del estado de voltaje local.

Mientras que las estrategias basadas en eventos ET_1 , ET_2 , y PST operan de forma sincrónica (al paso de tiempo del CC) para el uso del voltaje local con el fin de ejecutar su algoritmo de control, la estrategia ST reduce además las verificaciones internas que suelen ejecutarse a un tiempo sincrónico. Por lo tanto, la estrategia ST proporciona una mayor eficiencia y reduce significativamente la demanda de procesamiento en los LC s al aligerar la carga del uso de información de voltaje local.

◇ Eventos en los LC s del brazo superior de la fase b :

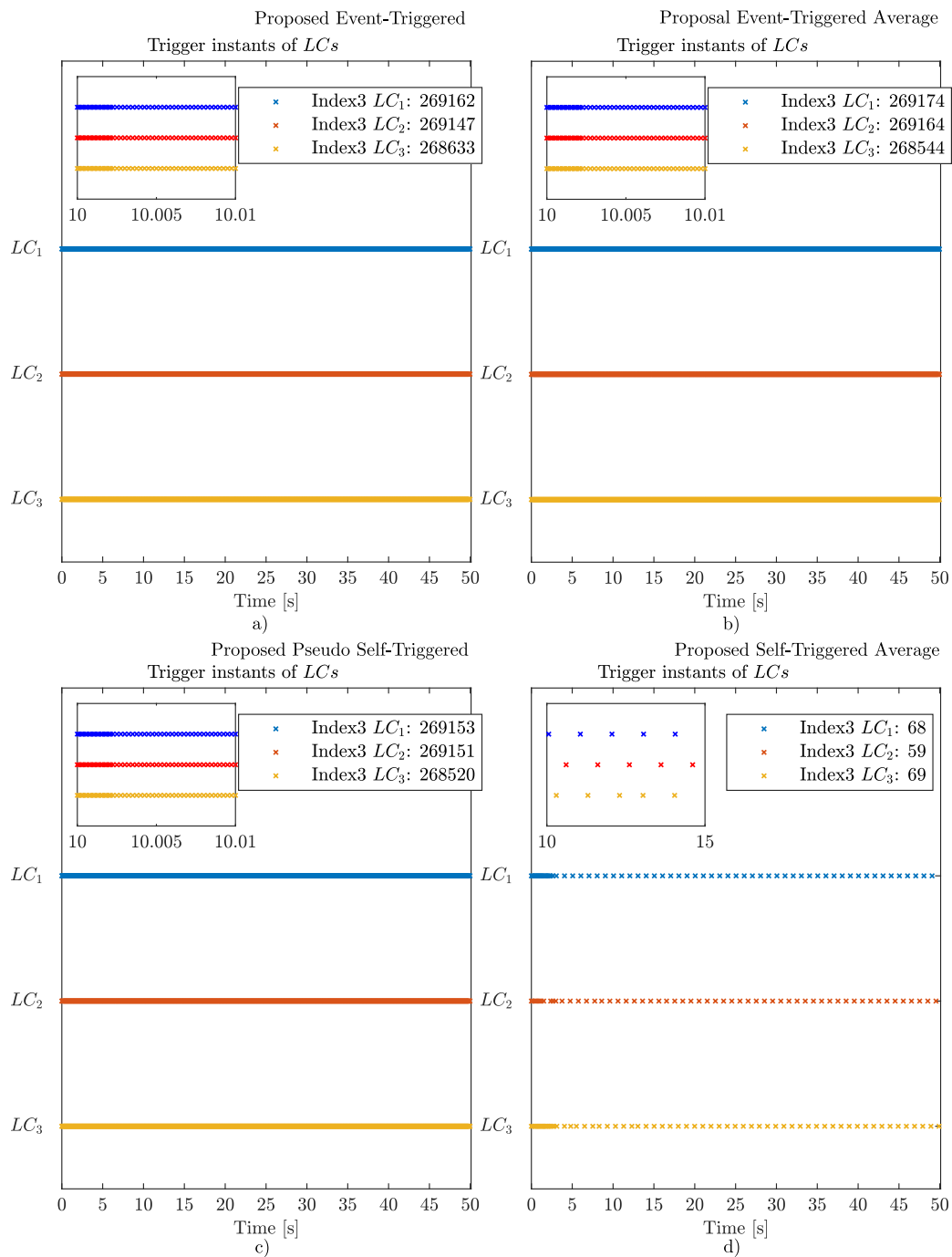


Figura 4.12: Instantes de disparos de los controladores propuestos a) ET_1 b) ET_2 c) PST d) ST.

Para una revisión exhaustiva del desempeño de cada estrategia propuesta, el Anexo “Resultados Complementarios” (C) presenta la comparación índice por índice de las estrategias propuestas frente al rendimiento obtenido por la estrategia tradicional basada en consenso de [6]. De manera de sintetizar estos desempeños, en la Tabla 4.4 se resumen los principales índices de desempeño de todas las estrategias propuestas, junto con la estrategia tradicional basada en consenso durante un tiempo de simulación de 50 segundos. Se organiza en columnas que representan los principales criterios de desempeño y sus relaciones. Estas incluyen el tiempo de establecimiento t_{settling} , que mide la rapidez con la que los voltajes de los capacitores alcanzan su estado estable, luego, se emplean los tres índices definidos previamente (Index1, Index2 y Index3). Además, para facilitar la comparación directa con la línea base de control por consenso, se define Ratio Index (Ratio Index n), como la relación entre el Index n obtenido con la estrategia de Consenso y el Index n de la estrategia propuesta, donde $n \in \{1, 2, 3\}$.

El valor de los tres índices de desempeño (Index1, Index2 e Index3) cuantifica el consumo de recursos de los *LCs* en el enfoque distribuido; por ello, un valor menor en cualquiera de ellos se traduce directamente en una mayor eficiencia de la estrategia correspondiente. En este sentido, se observa que la técnica ST exhibe un rendimiento superior al lograr reducir simultáneamente los tres indicadores evaluados: una menor carga de procesamiento de ejecución (Index1), un uso más eficiente del ancho de banda (Index2) y una significativa reducción en la carga de monitoreo local (Index3). Esta triple reducción de recursos posiciona a la estrategia ST como la más eficiente para el control intracluster del MMC.

Tabla 4.4: Comparación de los principales índices de desempeño de las estrategias propuestas.

Estrategia	t_{settling}	Index1	Ratio Index1	Index2	Ratio Index2	Index3	Ratio Index3
Consenso	0.62	809653	1	1619306	1	809653	1
ET ₁	0.54	1168	693.1	1613884	≈1	806942	≈1
ET ₂	1.32	257	3150.4	1613764	≈1	806882	≈1
PST	1.32	2679	302.2	16360	98.9	806824	≈1
ST	1.68	196	4130.9	392	4130.8	196	4130.9

A continuación, se analiza cada índice de forma individual, comenzando por:

- ◇ **Index1:** La estrategia ST registra un total de 196 eventos, siendo la que presenta el mejor desempeño. Le sigue muy de cerca ET₂, mientras que ET₁ muestra un incremento significativo en la cantidad de eventos. Posteriormente, PST casi duplica esta cantidad. Es importante destacar que todas las estrategias propuestas (ET₁, ET₂, PST y ST) superan en desempeño al enfoque de consenso tradicional, lo cual se evidencia en los valores de la Ratio Index1, que son, respectivamente: 4430.9, 3150.4, 693.1 y 302.2.
- ◇ **Index2:** Las estrategias ST y PST están diseñadas para abordar la problemática asociada al canal de comunicación distribuido. La estrategia ST alcanza el mejor desempeño con un

total de 392 eventos, mientras que PST registra una cantidad significativamente mayor, con 16360 eventos. Esta diferencia también se refleja en los valores de Ratio Index2, donde ST y PST obtienen relaciones de 4130.8 y 98.9, respectivamente. Por otro lado, las estrategias ET₁ y ET₂ comparten el mismo número de eventos que la estrategia tradicional por consenso.

- ◊ **Index3:** La estrategia ST es la única que aborda esta problemática, registrando un total de 196 eventos y alcanzando un Ratio Index3 de 4130.9. Por su parte, las estrategias ET₁, ET₂ y PST no consideran esta problemática, ya que utilizan información en cada instante de muestreo del correspondiente *LC*.

En la Tabla 4.5, las columnas registran los valores máximos de los errores relativos de voltaje de los capacitores durante el régimen transitorio ($\text{error_max}_{\text{trans}}$). Luego, se presenta los valores mínimos ($\text{error_min}_{\text{sta}}$) y máximos ($\text{error_max}_{\text{sta}}$) del error alcanzados una vez que los voltajes han convergido y han entrado en estado estacionario.

Como se observa en la Tabla 4.5, el desempeño en términos de error es comparable entre la mayoría de las estrategias en los tres análisis. Sin embargo, la estrategia ST presenta una mayor magnitud de error en todas las métricas. Esto se atribuye a su menor dependencia de la información de los estados de voltaje, lo cual, si bien reduce drásticamente el uso de recursos computacionales (Index1-3), introduce un ligero incremento en la desviación del consenso.

Tabla 4.5: Comparación de los errores relativos normalizados de las estrategias propuestas.

Estrategia	$\text{error_max}_{\text{trans}}$	$\text{error_min}_{\text{sta}}$	$\text{error_max}_{\text{sta}}$
Consenso	0.4161	$4.7302 \cdot 10^{-6}$	$2.4384 \cdot 10^{-4}$
ET ₁	0.4199	$9.1553 \cdot 10^{-7}$	$9.7656 \cdot 10^{-5}$
ET ₂	0.4183	$4.8828 \cdot 10^{-6}$	$2.5879 \cdot 10^{-4}$
PST	0.4182	$3.6621 \cdot 10^{-6}$	$2.0737 \cdot 10^{-4}$
ST	0.4811	$1.8311 \cdot 10^{-5}$	0.0021

4.3.2. Experimento 2

El objetivo de este experimento es verificar que la dinámica de convergencia de las estrategias propuestas se aproxime al comportamiento del consenso clásico. Para ello, se busca que el tiempo de asentamiento obtenido sea lo más cercano posible al alcanzado mediante dicho enfoque.

Para lograr esto, se modifica el parámetro de control γ de los esquemas de control desarrollados, con el objetivo de equiparar el tiempo de establecimiento de todos los controladores de igual forma. Además, para simular un escenario operacional realista, se establecen condiciones iniciales de voltaje diferentes en cada capacitor de los *SMs* de ± 15 V respecto a los 100 V nominales. Esto obliga a los *LCs* a cooperar desde el inicio para resolver el desbalance energético que existe entre *SMs* de

cada brazo del convertidor y alcanzar el estado de consenso, logrando un correcto funcionamiento del MMC.

En la Tabla 4.6 que se presenta a continuación, se observan los parámetros utilizados para este experimento:

Tabla 4.6: Parámetros de las estrategias propuestas.

Parámetros	Consenso	ET ₁	ET ₂	PST	ST
γ	0.165	0.165	0.495	0.495	0.495
β	No aplica	0.1	0.1	0.1	0.1
$limh(t_c)$	No aplica	$limh(t_c)$	$limh(t_c)$	$limh(t_c)$	$limh(t_c)$
gh	No aplica	0.098	0.077	0.172	0.081
α	No aplica	No aplica	No aplica	0.02	No aplica
t_{min} Trigger	No aplica	$10T_s$	$10T_s$	$10T_s$	$10T_s$
t_{max} Trigger	No aplica	10^6T_s	10^6T_s	10^6T_s	10^6T_s
t_{min} Updater	No aplica	No aplica	No aplica	$10T_s$	No aplica
t_{max} Updater	No aplica	No aplica	No aplica	$\frac{10^6}{2}T_s$	No aplica

Donde, $limh(t_c)$ es definida en experimento 1, como:

$$limh(t_c) = gh \left(\frac{2}{1 + e^{-1,8t_c}} - 1 \right). \quad (4.2)$$

La Figura 4.13 muestra la evolución de los voltajes de todos los SMs del MMC durante un intervalo de 30 [s] para las estrategias propuestas. Se observa que, al ajustar los parámetros de control γ adecuadamente, se logra un tiempo de convergencia comparable a la del método tradicional basado en consenso.

Además, se aprecia que las estrategias ET₁, ET₂ y PST (Figura 4.13 a) - c)) presentan una dinámica de convergencia rápida sin comprometer la estabilidad del control. Por otro lado, la estrategia ST (ver Figura 4.13 d)) exhibe pequeñas oscilaciones dentro de un rango acotado, manteniendo un comportamiento estable a lo largo del tiempo sin riesgo de inestabilidad.

◇ Voltaje de todos los *SMs* del MMC:

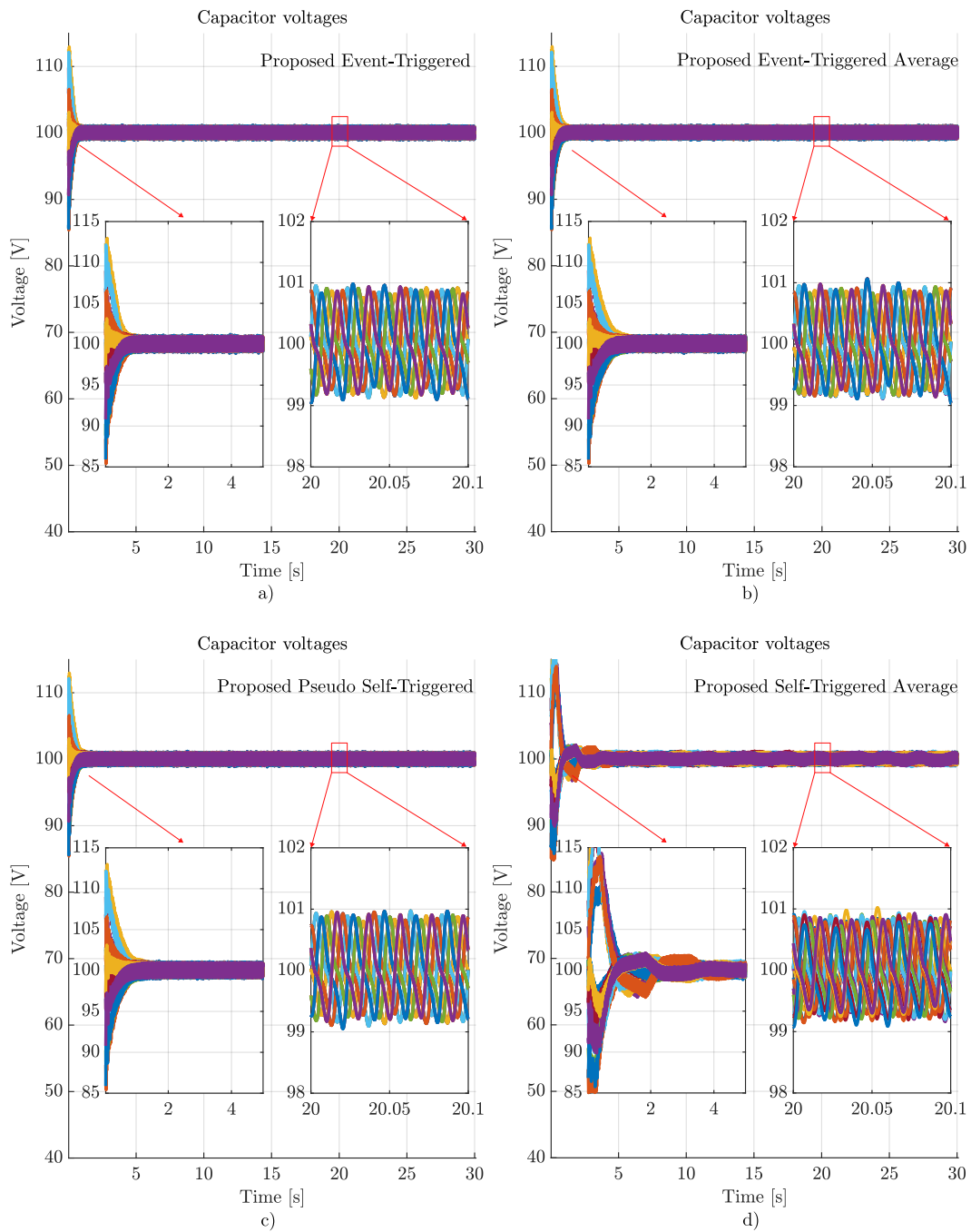


Figura 4.13: Voltaje de los capacitores de los controladores propuestos a) ET_1 b) ET_2 c) PST d) ST.

En la Tabla 4.7 se resumen los principales índices de desempeño de todas las estrategias propuestas, junto con la estrategia tradicional basada en consenso durante un tiempo de simulación de 30 segundos. Se organiza en columnas que representan los principales criterios de desempeño y sus relaciones. Estas incluyen el tiempo de establecimiento t_{settling} , que mide la rapidez con la que los voltajes de los capacitores alcanzan su estado estable, luego, se emplean los tres índices definidos previamente (Index1, Index2 y Index3). Además, para facilitar la comparación directa con la línea base de control por consenso, se define Ratio Index (Ratio Index n), como la relación entre el Index n obtenido con la estrategia de Consenso y el Index n de la estrategia propuesta, donde $n \in \{1, 2, 3\}$.

Es fundamental destacar que, dado que los índices de desempeño están diseñados para cuantificar el consumo de recursos, un valor inferior en cualquiera de ellos es directamente proporcional a una mayor eficiencia y un uso más adecuado de los recursos distribuidos de la estrategia evaluada.

Tabla 4.7: Comparación de los principales índices de desempeño de las estrategias propuestas.

Estrategia	t_{settling}	Index1	Ratio Index1	Index2	Ratio Index2	Index3	Ratio Index3
Consenso	0.62	485658	1	971316	1	485658	1
ET ₁	0.54	738	658.07	968102	≈1	484051	≈1
ET ₂	0.58	193	2516.4	967420	≈1	483710	≈1
PST	0.58	1472	329.93	9184	105.76	483738	≈1
ST	0.8	177	2743.8	354	2743.8	177	2743.8

Se observa en la Tabla 4.7 que la convergencia, con un tiempo de asentamiento comparable al de la estrategia tradicional por consenso, no afecta de manera significativa la estabilidad del convertidor. Además, al considerar la reducción de eventos lograda por las técnicas propuestas, se resalta su eficiencia. No obstante, en el caso particular de la propuesta ST, esta eficiencia viene acompañada de la aparición de pequeñas oscilaciones acotadas, que no comprometen la estabilidad de este, como se evidencia en la Figura 4.13 d).

En este experimento se evidencia que el patrón asociado a los índices de desempeño continúa respaldando a la estrategia ST como la más completa. No obstante, al exigir una respuesta de control más rápida, se observa un incremento en el error de consenso respecto al Experimento 1. Dicho error, aunque mayor, permanece acotado y el convertidor mantiene su estabilidad.

La comparación índice por índice muestra un comportamiento análogo al observado en el experimento 1, lo que confirma la consistencia en la evaluación de las estrategias. No obstante, cuando el objetivo es obtener una respuesta más rápida del sistema de control, la estrategia PST se perfila como la opción más adecuada, dado su diseño que considera el cambio del estado de voltaje local.

4.3.3. Experimento 3

El objetivo de este experimento es validar el correcto funcionamiento de las estrategias propuestas bajo diversos escenarios de operación, manteniendo los mismos parámetros de control para todas las estrategias (se consideran los parámetros de la Tabla 4.3). Estos escenarios exigen un esfuerzo significativo por parte de los controladores y, a su vez, representan situaciones críticas o fallos que podrían presentarse durante el funcionamiento normal del convertidor. A continuación, se describen los distintos intervalos de tiempo en segundos que componen esta prueba:

- a) ($0 \leq t < 10$) **Condiciones iniciales de voltaje diferentes:** Cada capacitor presenta un voltaje inicial distinto, con variaciones de ± 15 V respecto a los 100 V nominales.
- b) ($10 \leq t < 15$) **Falla en el lado de la red:** Ocurre una falla simétrica en el lado de la red, reduciendo su capacidad operativa al 72 % de su valor nominal. Posteriormente, en el intervalo ($15 \leq t < 20$), el convertidor recupera sus condiciones nominales de operación.
- c) ($20 \leq t < 25$) **Falla en el lado de la carga:** La resistencia equivalente de la carga cambia a $R = 27 \Omega$. Luego, en el intervalo ($25 \leq t < 30$), el convertidor recupera sus condiciones nominales de operación.
- d) ($30 \leq t < 40$) **Impacto de la carga en un brazo:** Se introduce un desbalance en los capacitores del brazo superior de la fase b , con variaciones de ± 10 V respecto a los 100 V nominales. Posteriormente, en el intervalo ($40 \leq t < 45$), el convertidor recupera sus condiciones nominales de operación.
- e) Se plantea un escenario en el que dos LC s con enlace de comunicación pierden dicha conexión mientras, en paralelo, se produce un impacto de carga. Esta condición se implementa mediante los siguientes casos:
 - ◇ ($45 \leq t \leq 50$) **Pérdida de comunicación entre LC s:** Se pierde la comunicación bidireccional entre LC_2 y LC_3
 - ◇ ($47 \leq t \leq 52$) **Fallo en lado de la carga:** Ocurre una falla en el lado de la carga, donde la resistencia equivalente cambia a $R = 32 \Omega$
Finalmente, en el intervalo ($52 \leq t < 55$), el convertidor recupera sus condiciones nominales de operación.

La Figura 4.14 muestra los voltajes de todos los SM s del MMC durante un intervalo de 55 [s], bajo escenarios de falla (a) - e)) para las estrategias propuestas. Se aprecia que las estrategias son robustas frente a condiciones adversas, ya que responden adecuadamente sin comprometer la estabilidad del controlador, incluso ante situaciones críticas que podrían afectar negativamente el desempeño global del convertidor.

En particular, las estrategias ET_1 , ET_2 y PST muestran una respuesta rápida frente a las fallas descritas. En contraste, la estrategia ST presenta una ligera demora en su reacción ante estas situaciones. No obstante, dicha demora no compromete la estabilidad del convertidor, logrando responder adecuadamente dentro de un tiempo aceptable.

◇ Voltaje de todos los SMs del MMC:

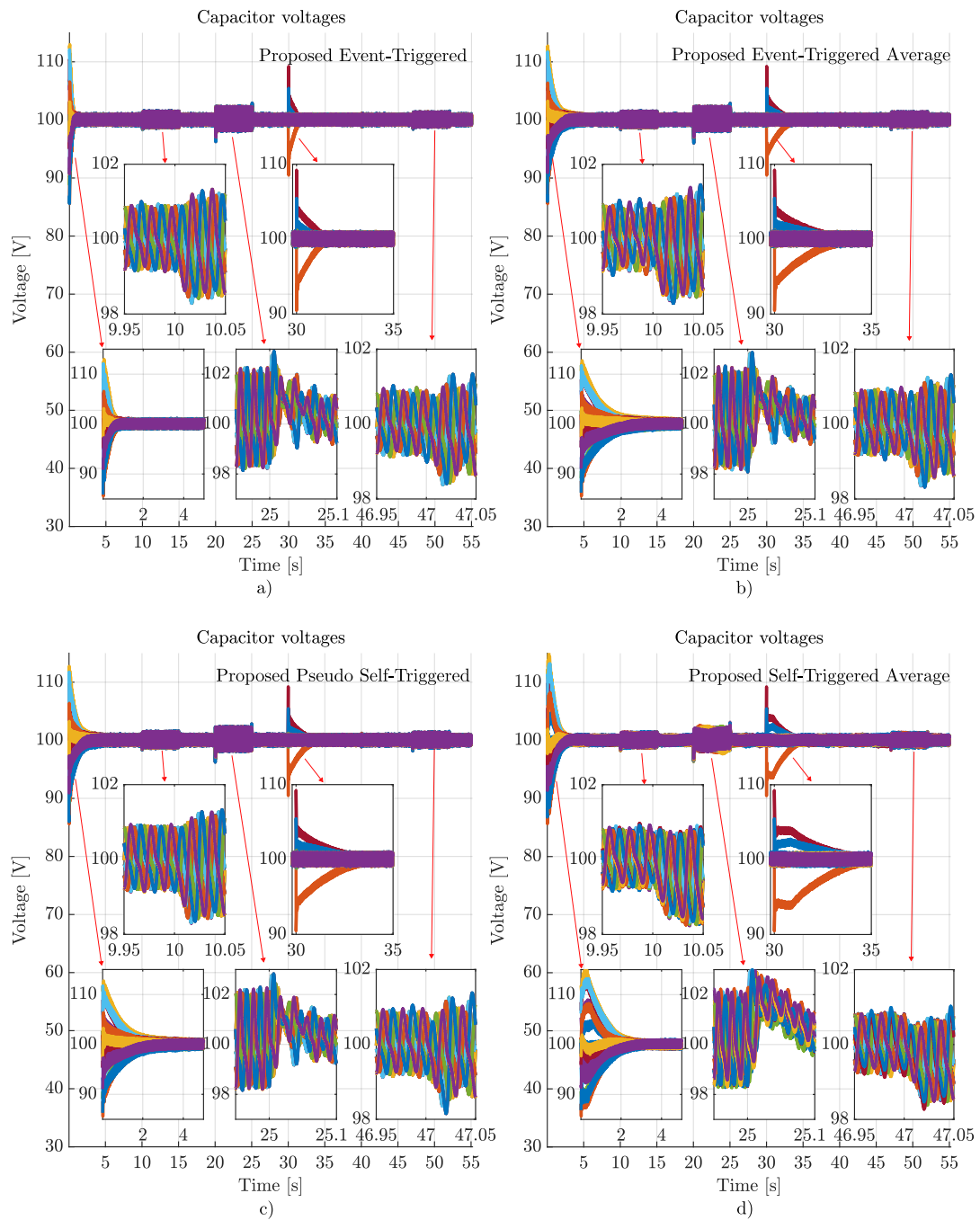


Figura 4.14: Voltaje de los capacitores de los controladores propuestos a) ET_1 b) ET_2 c) PST d) ST.

La Figura 4.15 muestra los instantes de activación asociados a las métricas de eventos descritas previamente, como se explicó en el capítulo anterior Index1, representa el número de actualizaciones de la acción de control del LC i -ésimo. Los resultados de la Figura 4.15, corresponden al desempeño de los controladores en la prueba mostrada en la Figura 4.14. En este contexto, cada marca (x) vertical en el gráfico representa un instante de activación (t_k^i), que corresponde a una actualización de la acción de control ($d_i(t_c)$) del LC i -ésimo (tal como se define en 3.7). Específicamente, se ilustran los patrones temporales y la concurrencia con la que ocurren estos eventos en los LC s del brazo superior de la fase b , además de cuantificar el número total de eventos generados por cada estrategia durante el intervalo de simulación de 55 [s].

Como se observa en la Figura 4.15 estos tiempos de activación son de carácter asincrónico, activándose solo cuando es necesario según la condición de activación, eliminando la dependencia del tiempo de muestreo fijo del CC. Un menor valor del Índice 1 (Index1) se traduce directamente en una reducción de la carga computacional impuesta al LC , lo que es crucial para mejorar la eficiencia y la vida útil del *hardware* de control.

En particular, durante los escenarios de falla (a) - e)) se observa una dinámica característica en la cual los controladores propuestos generan un mayor número de eventos, esto se refleja en un concurrencia de eventos mayor en los intervalos de tiempo donde ocurrieron fallas, lo que refleja una respuesta activa ante estas condiciones adversas.

La Figura 4.15 ilustra la respuesta de activación de las estrategias durante los escenarios de falla. Se observa con mayor notoriedad en las propuestas ET_2 (ver Figura b)) y ST (ver Figura d)) un marcado incremento en la densidad de eventos durante el intervalos de perturbación. Este comportamiento refleja un esfuerzo adaptativo y activo del controlador para actualizar la acción de control, manteniendo la estabilidad y el desempeño del convertidor. En contraste, las propuestas ET_1 y PST exhiben una recurrencia de eventos naturalmente más alta, por lo que este incremento de densidad durante la falla es menos perceptible visualmente.

◇ **Eventos en los LC s del brazo superior de la fase b :**

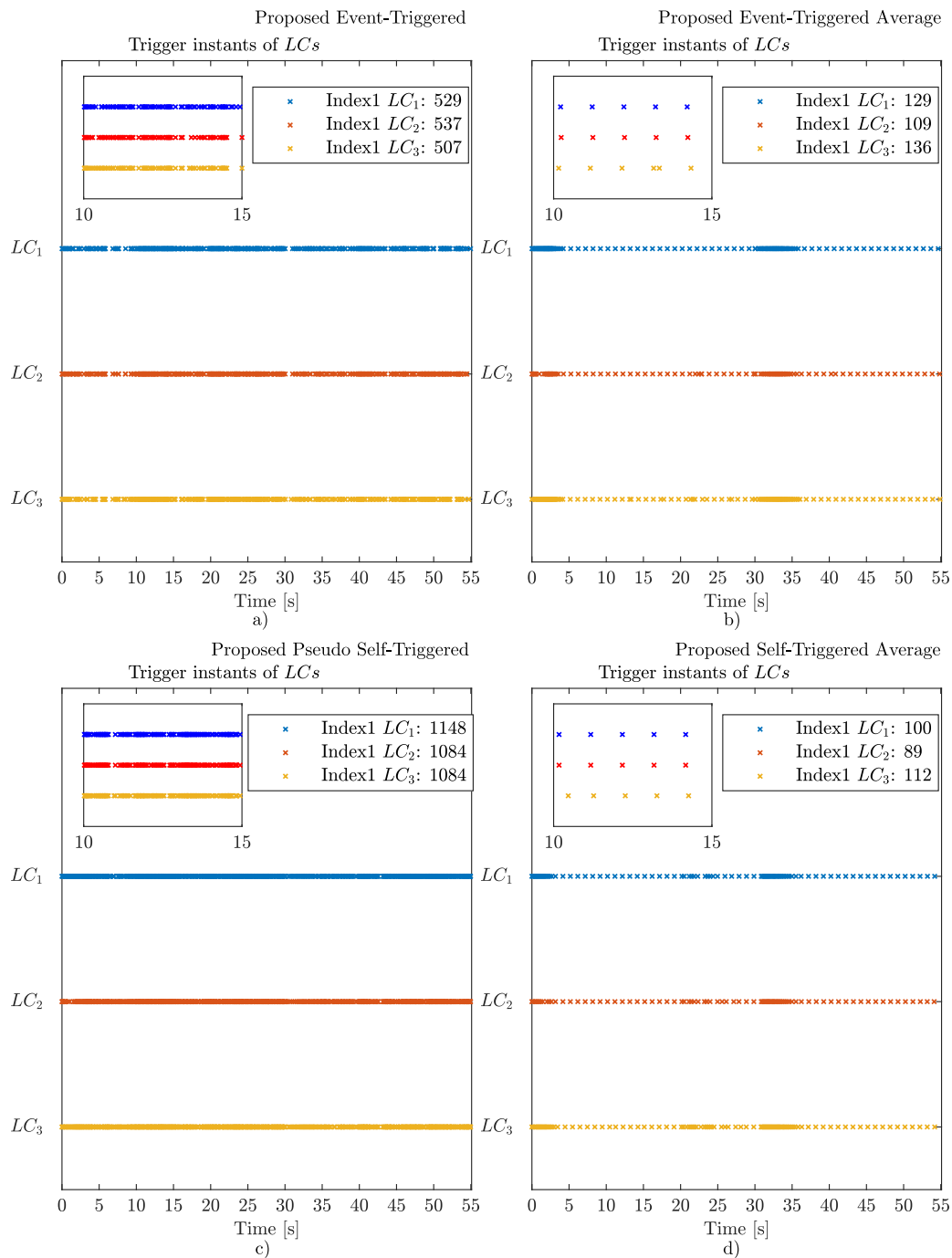


Figura 4.15: Instantes de disparos de los controladores propuestos a) ET_1 b) ET_2 c) PST d) ST.

La Figura 4.16 muestra los instantes de activación asociados a las métricas de eventos descritas previamente, como se explicó en el capítulo anterior Index2, representa el número de actualizaciones de los voltajes de los LC s j -ésimos desde el punto de vista del LC i -ésimo. Los resultados de la Figura 4.16, corresponden al desempeño de los controladores en la prueba mostrada en la Figura 4.14. En este contexto, cada marca (x) vertical en el gráfico representa un instante de activación ($t_k^{i'}$), que corresponde a una actualización de los voltajes v_j de los LC s j -ésimos desde el punto de vista del LC i -ésimo (tal como se define en 3.7). Esta información de los voltajes vecinos es esencial, ya que se utiliza directamente para el cálculo de la acción de control local. Específicamente, se ilustran los patrones temporales y la concurrencia con la que ocurren estos eventos en los LC s del brazo superior de la fase b , además de cuantificar el número total de eventos generados por cada estrategia durante el intervalo de simulación de 55 [s]. Cabe destacar que, en la Figura 4.16, la notación utilizada en la leyenda para Index2, expresado como $LC_{i,(j)}$, indica la relación de comunicación entre el LC i -ésimo y los LC s j -ésimos. Esta notación es clave, ya que representa la actualización de la información de estado de los vecinos vista desde el LC i -ésimo.

Un menor valor del Índice 2 (Index2) es un indicador directo de la reducción en el uso del ancho de banda del canal de comunicación distribuido. Esto quiere decir que la comunicación entre LC s es asincrónica y no en cada paso de muestreo del CC. Este índice es crucial porque cuantifica la eficiencia de la comunicación al considerar la topología específica del grafo de conexión entre los LC s vecinos. Disminuir esta métrica no solo alivia la carga del canal, sino que también optimiza su capacidad y latencia para otras tareas críticas de comunicación o control que se ejecutan entre los LC s, asegurando la disponibilidad de recursos para todo el sistema.

En este contexto, la gestión del ancho de banda es una problemática crucial en sistemas distribuidos. Las estrategias PST y ST fueron diseñadas específicamente para abordar esta limitación, implementando una lógica que reduce el intercambio de datos y proporciona una mayor eficiencia en el uso del canal de comunicación. En particular, la estrategia ST demuestra el mejor desempeño en la reducción del tráfico, ya que sus tiempos de activación son inherentemente asincrónicos, generando actualizaciones solo cuando es estrictamente necesario. En la Figura 4.16, las subfiguras c) y d) ilustran la evolución de la densidad de eventos de comunicación (Index2) a lo largo del intervalo de simulación. Se destaca particularmente la respuesta de la estrategia ST (Figura d), donde se observa con claridad cómo la densidad de eventos de comunicación se adapta y se incrementa durante el periodo de perturbación.

Por otro lado, las estrategias ET_1 y ET_2 requieren un intercambio en cada paso de tiempo del CC para monitorear las condiciones de activación del evento, lo que resulta en una menor eficiencia en el uso del canal de comunicación distribuido. Los impactos de carga no se ven reflejados en el aumento de eventos porque estas estrategias ejecutan el algoritmo utilizando la información de los voltajes vecinos en cada paso de tiempo del CC.

◇ Eventos en los LC s del brazo superior de la fase b :

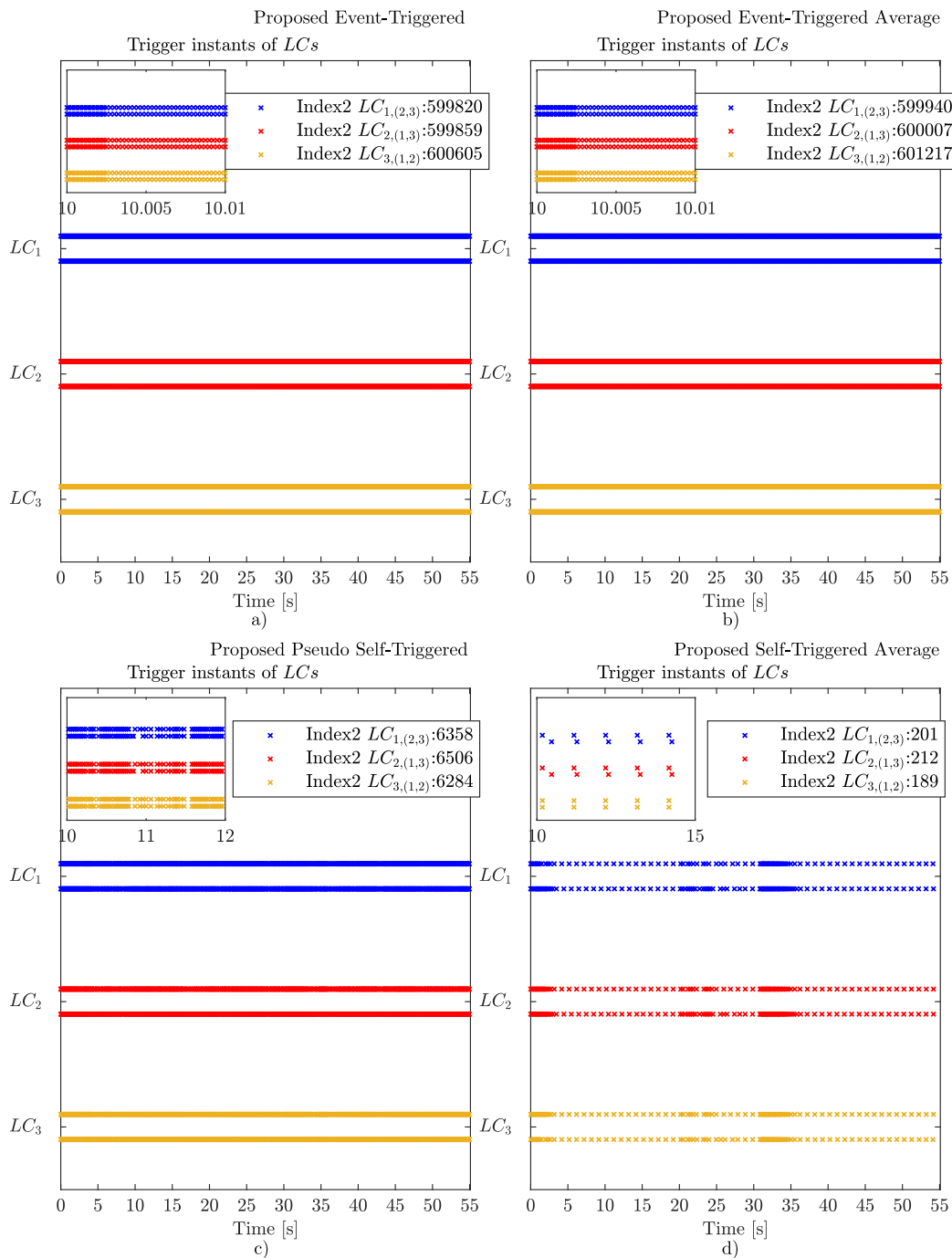


Figura 4.16: Instantes de disparos de los controladores propuestos a) ET_1 b) ET_2 c) PST d) ST.

La Figura 4.17 muestra los instantes de activación asociados a las métricas de eventos descritas previamente, como se explicó en el capítulo anterior Index3, representa el número de actualizaciones de los voltajes locales desde el punto de vista del LC i -ésimo. Los resultados de la Figura 4.17, corresponden al desempeño de los controladores en la prueba mostrada en la Figura 4.14. En este contexto, cada marca (x) vertical en el gráfico representa un instante de activación, que corresponde a una actualización del voltaje local desde el punto de vista del LC i -ésimo (tal como se define en 3.7). Específicamente, se ilustran los patrones temporales y la concurrencia con la que ocurren estos eventos en los LC s del brazo superior de la fase b , además de cuantificar el número total de eventos generados por cada estrategia durante el intervalo de simulación de 55 [s].

Un menor valor del Índice 3 (Index3) es un indicador de la reducción efectiva de la carga computacional local, lo que se traduce en una mejora directa en el rendimiento del LC . En este contexto, la estrategia ST es la única propuesta que aborda intrínsecamente esta problemática, ya que su diseño busca reducir las verificaciones del voltaje local dentro del LC . Esta estrategia se caracteriza porque una vez que actualiza la acción de control local, también actualiza la información del estado de voltaje local. En la Figura 4.17 d) se observa cómo el algoritmo de control responde a estas pruebas operacionales, apreciando una densidad de eventos mayor en los intervalos donde ocurren los experimentos.

Mientras que las estrategias basadas en eventos ET_1 , ET_2 , y PST operan de forma sincrónica (al paso de tiempo del CC) para el uso de voltaje local con el fin de ejecutar su algoritmo de control. En la Figura 4.17 a) - c) se observa que los eventos son sincrónicos al paso de tiempo del CC, ocasionando que no se aprecien como responden los LC s ante estas pruebas operacionales.

◇ Eventos en los LC s del brazo superior de la fase b :

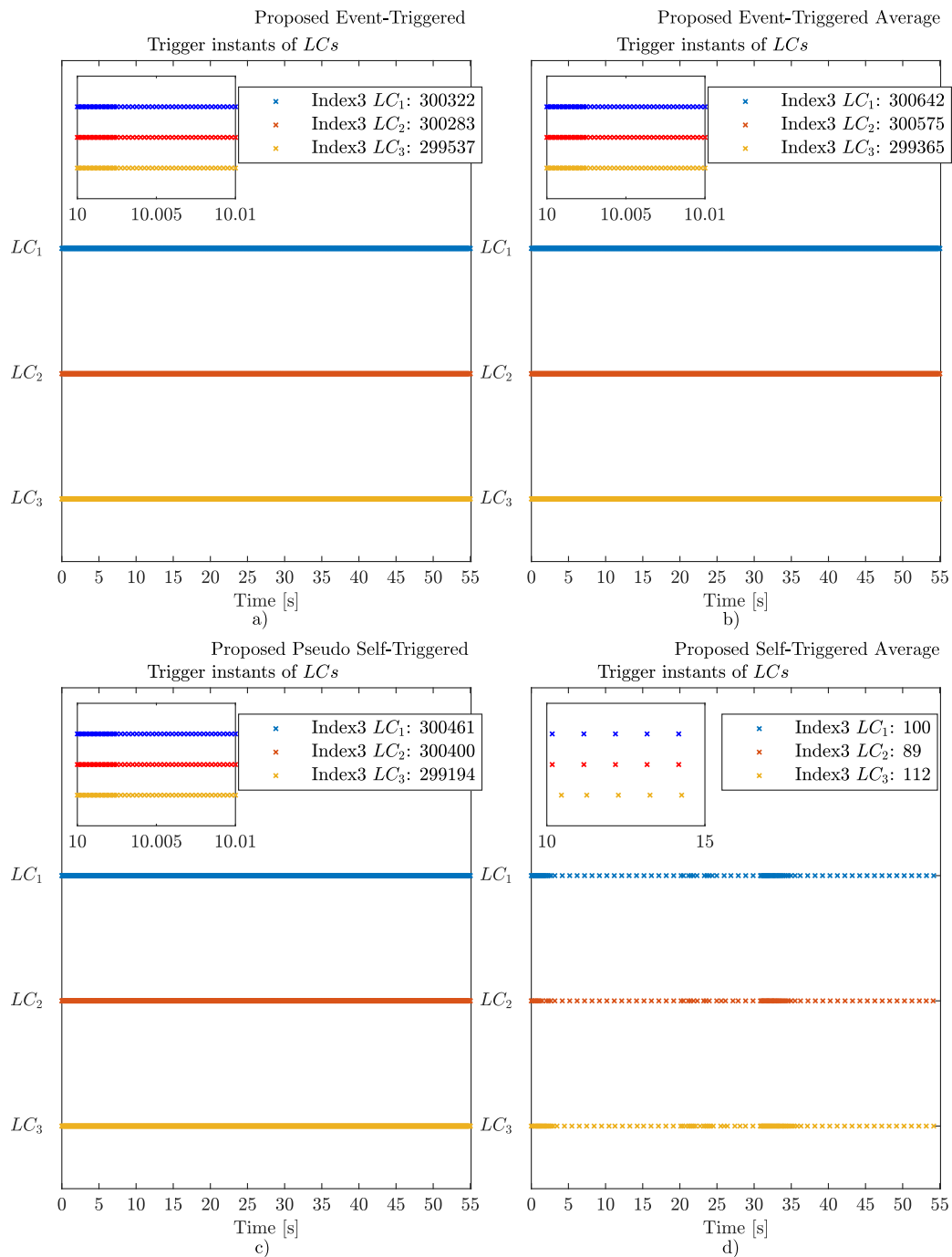


Figura 4.17: Instantes de disparos de los controladores propuestos a) ET_1 b) ET_2 c) PST d) ST.

Para una revisión exhaustiva del desempeño de cada estrategia propuesta, el Anexo “Resultados Complementarios” (C) presenta la comparación índice por índice de las estrategias propuestas frente al rendimiento obtenido por la estrategia tradicional basada en consenso de [6]. De manera de sintetizar estos desempeños, en la Tabla 4.8 se resumen los principales índices de desempeño de todas las estrategias propuestas, junto con la estrategia tradicional basada en consenso durante un tiempo de simulación de 55 segundos. Se organiza en columnas que representan los principales criterios de desempeño y sus relaciones. Estas incluyen el tiempo de establecimiento t_{settling} , que mide la rapidez con la que los voltajes de los capacitores alcanzan su estado estable, luego, se emplean los tres índices definidos previamente (Index1, Index2 y Index3). Además, para facilitar la comparación directa con la línea base de control por consenso, se define Ratio Index (Ratio Index n), como la relación entre el Index n obtenido con la estrategia de Consenso y el Index n de la estrategia propuesta, donde $n \in \{1, 2, 3\}$.

El valor de los tres índices de desempeño (Index1, Index2 e Index3) cuantifica el consumo de recursos de los *LCs* en el enfoque distribuido; por ello, un valor menor en cualquiera de ellos se traduce directamente en una mayor eficiencia de la estrategia correspondiente. En este sentido, se observa que la técnica ST exhibe un rendimiento superior al lograr reducir simultáneamente los tres indicadores evaluados: una menor carga de procesamiento de ejecución (Index1), un uso más eficiente del ancho de banda (Index2) y una significativa reducción en la carga de monitoreo local (Index3). Esta triple reducción de recursos posiciona a la estrategia ST como la más eficiente para el control intracluster del MMC. No obstante, la sintonización de los parámetros de control de esta estrategia requiere una calibración específica para cada aplicación.

Tabla 4.8: Comparación de los principales índices de desempeño de las estrategias propuestas.

Estrategia	t_{settling}	Index1	Ratio Index1	Index2	Ratio Index2	Index3	Ratio Index3
Consenso	0.62	890690	1	1781380	1	890690	1
ET ₁	0.54	1573	566.23	1800284	≈1	900142	≈1
ET ₂	1.36	374	2381.5	1801164	≈1	900582	≈1
PST	1.32	3316	268.6	19148	93.03	900055	≈1
ST	1.68	301	2959.1	602	2959.1	301	2959.1

En la Tabla 4.8 se observa un incremento general en los eventos asociados a cada índice de desempeño (Index1-3). Se mantiene la analogía al experimento 1 en términos de eventos (eficiencia de los *LCs*), esto indica que los algoritmos de las estrategias de control propuestas están operando correctamente y respondiendo adecuadamente a estos experimentos operacionales.

Capítulo 5

Conclusiones y Perspectivas

Introducción del Capítulo

El presente capítulo constituye la síntesis integral del trabajo de investigación desarrollado a lo largo de esta tesis. Su propósito fundamental es realizar un análisis crítico y consolidado de las metodologías y propuestas presentadas, articulando las principales conclusiones derivadas. Para lograr esto, se inicia con una evaluación comparativa de las ventajas operacionales y las limitaciones inherentes a las soluciones propuestas, empleando como referencia los resultados cuantitativos obtenidos y presentados en el capítulo anterior. Seguidamente, se procede a la discusión de los resultados experimentales más relevantes, destacando el valor agregado técnico alcanzado y la identificación de las principales restricciones o limitaciones prácticas observadas en el entorno de aplicación. Finalmente, esta consolidación del conocimiento sienta las bases para la proposición estructurada de futuras líneas de investigación, orientadas a la expansión y validación de los estrategias desarrolladas.

5.1. Síntesis del Trabajo Realizado

Esta tesis ha sido desarrollada en distintas etapas, comenzando con una revisión bibliográfica exhaustiva del estado del arte en estrategias de control distribuidas, seguida de un análisis teórico riguroso y, finalmente, la implementación de cuatro estrategias innovadoras: Event-Triggered (ET_1), Event-Triggered Average (ET_2), Pseudo Self-Triggered (PST) y Self-Triggered Average (ST) en un simulador OP4512. Cada una de estas propuestas ha sido diseñada con el objetivo de enfrentar desafíos específicos en sistemas de control distribuidos, particularmente en *Modular Multilevel Converter* (MMC, por sus siglas en inglés). Estas estrategias son de carácter asincrónico, lo que implica que la ejecución de sus algoritmos de control no se realiza en cada paso de tiempo del *Central Controller* (CC, por sus siglas en inglés).

Las propuestas ET (ET_1 y ET_2) se enfocan principalmente en reducir la cantidad de actuali-

zaciones de la acción de control local. Esto se traduce directamente en una reducción de la carga de procesamiento de ejecución (Index1), en comparación con la estrategia tradicional basada en consenso.

La propuesta PST, además de buscar una menor recurrencia de actualización de la acción de control local, introduce un mecanismo para disminuir los eventos asociados al uso del canal de comunicación distribuido. Esto se traduce en un uso más eficiente del ancho de banda (Index2), en comparación con las propuestas ETs y estrategias tradicional basada en consenso.

Finalmente, la propuesta ST se presenta como la más completa, ya que aborda de manera simultánea la reducción de eventos asociados a la acción de control local, representada por el Index1, y la disminución en el uso del canal de comunicación distribuido, correspondiente al Index2. Adicionalmente, incorpora el aprovechamiento de la información de voltaje local del *Local Controller* (*LC*, por sus siglas en inglés) *i*-ésimo, mediante una significativa reducción en la carga de monitoreo local (Index3). Al emplear las últimas información recibida, esta estrategia permite una mayor autonomía en la actualización de su acción de control, evitando la necesidad de depender constantemente del estado de los *LCs* *j*-ésimos ni del propio *LC* *i*-ésimo en tiempo real.

5.2. Conclusiones

5.2.1. Resultados Destacados

Se destacan los principales hallazgos:

- ◇ Las estrategias ET_1 y ET_2 demostraron ser eficaces en la reducción de eventos asociados a la acción de control local, en comparación con los esquemas tradicionales basados en consenso. Además, ambas propuestas presentaron una respuesta rápida frente a dinámicas rápidas y perturbaciones por impactos de carga, como se evidenció en los experimentos 2 y 3, respectivamente. En particular, la estrategia ET_2 mostró un desempeño superior respecto a ET_1 .
- ◇ La estrategia PST representa una solución intermedia que equilibra simplicidad y desempeño, al basarse en información local pasada. En particular, permite reducir tanto la recurrencia de la actualización de la acción de control local como la disminución en el ancho de banda del canal de comunicación distribuido.

La estrategia PST presenta una respuesta eficaz frente a dinámicas rápidas, como se evidencia en el experimento 2. Asimismo, ante escenarios de operación distintos, como impactos de carga detallado en el Experimento 3, reacciona de forma robusta y pragmática, sin comprometer la estabilidad del MMC.

- ◇ La estrategia ST obtuvo los mejores resultados globales, al reducir de manera significativa la cantidad de eventos asociados a todos los índices de desempeño definidos.

Sin embargo, una de sus principales limitaciones es su capacidad de respuesta frente a dinámicas rápidas, ya que presenta una menor sensibilidad a cambios abruptos, lo que puede traducirse en una respuesta de la acción de control más lenta en situaciones altamente transitorias. Por ejemplo, en el experimento 2, cuando se requiere una convergencia más rápida, la estrategia propuesta logra alcanzar dicho objetivo. No obstante, esto induce pequeñas oscilaciones que no comprometen la estabilidad del MMC.

Asimismo, la propuesta ST exhibe un rendimiento operacional adecuado ante la presencia de perturbaciones de carga. La efectividad de su mecanismo de control bajo estas condiciones se corrobora específicamente en la ejecución y los datos recopilados durante el experimento 3.

5.2.2. Ventajas y Limitaciones

Ventajas Técnicas

- ◇ Las estrategias propuestas ofrecen mejoras sustanciales en términos de eficiencia, manteniendo en todo momento la estabilidad del sistema.
- ◇ Las estrategias propuestas muestran mejoras significativas en la eficiencia operativa de los *LCs*, optimizando su utilización en cuanto a recursos computacionales, recurrencia de eventos y dependencia de información externa.

Limitaciones Prácticas

- ◇ Una limitante potencial en aplicaciones reales es la capacidad de procesamiento de los *LCs*, lo cual podría influir en la sensibilidad a ciertos parámetros de diseño, como gh o γ_i , restringiendo así su desempeño en implementaciones físicas.
- ◇ En el presente trabajo no se han considerado escenarios con restricciones físicas en el canal de comunicación, tales como retardos, pérdidas de información o presencia de ruido en los sensores. Estos factores podrían influir significativamente en el desempeño de las estrategias propuestas y representan una línea de investigación futura relevante.
- ◇ Otro aspecto a considerar es la elección de los componentes físicos del MMC, los cuales deben ser lo más representativos y cercanos posible a los utilizados en el desarrollo y validación de las estrategias, con el fin de garantizar una implementación coherente y resultados comparables.

5.3. Perspectiva

Una perspectiva relevante para futuros trabajos es la implementación de las estrategias propuestas en un MMC real. Este paso permitiría validar en un setup experimental los resultados

obtenidos en simulación *hardware-in-the-Loop* (HIL, por sus siglas en inglés) y analizar con mayor profundidad tanto las ventajas como las limitaciones prácticas de cada técnica.

En un entorno físico, factores como los retardos en la comunicación, el ruido en las mediciones, las pérdidas no modeladas y las limitaciones impuestas por el *hardware* pueden afectar de manera significativa el desempeño del MMC. Por tanto, evaluar el comportamiento de las estrategias bajo estas condiciones reales permitiría fortalecer su aplicabilidad en sistemas de potencia distribuidos.

Asimismo, una línea futura de investigación interesante sería la incorporación de técnicas de inteligencia artificial, con el objetivo de dotar a los *LCs* de mayor capacidad adaptativa y robustez frente a escenarios dinámicos e inciertos.

Además, una implementación experimental abriría la posibilidad de explorar aspectos complementarios, como el consumo energético asociado a la comunicación, la complejidad computacional de cada controlador y la escalabilidad de las estrategias frente a un mayor número de *Submodules* (*SMs*, por sus siglas en inglés).

Estos métodos aportan una visión innovadora al área del control distribuido, al demostrar que es posible mejorar el desempeño del sistema mediante la reducción de eventos de comunicación y cálculo sin comprometer la estabilidad ni la calidad del control. En este contexto, se abre la posibilidad de diseñar esquemas híbridos que combinen lo más destacado de cada estrategia, integrando además técnicas de adaptación automática de los parámetros de control en función de las condiciones operativas del sistema. Esta flexibilidad permite avanzar hacia sistemas más eficientes, autónomos y robustos, especialmente relevantes en aplicaciones donde los recursos computacionales y de comunicación son limitados.

5.4. Trabajos Futuros

Los hallazgos y las propuestas desarrolladas en esta tesis sientan las bases para diversas líneas de investigación y desarrollos futuros, orientadas a la optimización, validación y escalabilidad de las estrategias de control. Los principales trabajos futuros propuestos son:

- ◇ **Desarrollo Adicional Analítico de las Estrategias Propuestas:** Se propone el cálculo analítico de los tiempos mínimos y máximos de eventos que garantizan la estabilidad y el rendimiento de las estrategias de control desarrolladas (ET1, ET2, PST y ST). El objetivo final de este análisis es la determinación rigurosa de los parámetros (τ) de diseño óptimos que maximicen la eficiencia del MMC sin comprometer la calidad de la respuesta dinámica de los controladores.
- ◇ **Evaluación de las Estrategias en Condiciones Operacionales Críticas:** Realizar un análisis de robustez exhaustivo de las estrategias propuestas bajo condiciones operativas más desafiantes. Los resultados de desempeño en estas condiciones se deberán comparar sistemáticamente con la estrategia de control tradicional basada en consenso para cuantificar las

ventajas en resiliencia. Es crucial que estos análisis se realicen de forma tal que no interfieran con el control de las tareas de alto nivel, el cual está a cargo del CC.

- ◇ **Investigación del Impacto de Retardos de Comunicación en el Desempeño de las Estrategias:** Analizar el efecto de la latencia y los retardos de comunicación entre *LC* en la estabilidad de las propuestas de control distribuido. Esta prueba de concepto es vital para evaluar la viabilidad de las estrategias en entornos de implementación reales donde la comunicación no es instantánea.
- ◇ **Implementación y Validación Power-Hardware-in-the-Loop (P-HIL):** Se contempla la implementación física de las estrategias de control desarrolladas en un banco de pruebas experimental de un MMC. Esta fase final de validación es crucial para confirmar el desempeño y la viabilidad práctica de las propuestas bajo las limitaciones e imperfecciones inherentes al *hardware* real.

Bibliografía

- [1] R. M. Elavarasan, “The Motivation for Renewable Energy and its Comparison with Other Energy Sources: A Review,” en *European Journal of Sustainable Development Research*, vol. 3, n.º 1, feb. de 2019, ISSN: 25424742. DOI: 10.20897/ejosdr/4005. visitado 16 de jun. de 2024.
- [2] S. Bull, “Renewable energy today and tomorrow,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 89, n.º 8, págs. 1216-1226, 2001. DOI: 10.1109/5.940290.
- [3] J. C. Osorio-Aravena et al., “The impact of renewable energy and sector coupling on the pathway towards a sustainable energy system in Chile,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 151, pág. 111 557, nov. de 2021, ISSN: 1364-0321. DOI: 10.1016/j.rser.2021.111557. visitado 16 de jun. de 2024.
- [4] M. A. Perez, S. Ceballos, G. Konstantinou, J. Pou y R. P. Aguilera, “Modular Multilevel Converters: Recent Achievements and Challenges,” *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, vol. 2, págs. 224-239, 2021. DOI: 10.1109/OJIES.2021.3060791.
- [5] M. Abdelsalam, M. Marei, S. Tennakoon y A. Griffiths, “Capacitor voltage balancing strategy based on sub-module capacitor voltage estimation for modular multilevel converters,” *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, vol. 2, n.º 1, págs. 65-73, 2016. DOI: 10.17775/CSEEJPES.2016.00010.
- [6] S. Song y J. Liu, “Interpreting the Individual Capacitor Voltage Regulation Control of PSC-PWM MMC via Consensus Theory,” *IEEE Access*, vol. 7, págs. 66 807-66 820, 2019. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2917320.
- [7] S. Yang, Y. Tang, M. Zagrodnik, G. Amit y P. Wang, “A novel distributed control strategy for modular multilevel converters,” en *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2017, págs. 3234-3240. DOI: 10.1109/APEC.2017.7931160.
- [8] A. Navas-Fonseca et al., “Distributed predictive control for capacitor voltage balancing in a Cascaded H-Bridge Based STATCOM,” en *2023 25th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'23 ECCE Europe)*, 2023, págs. 1-8. DOI: 10.23919/EPE23ECCEurope58414.2023.10264680.

- [9] A. K. Verma, R. Zuloaga, H. M. Levis Calluil, M. Martinez-Gomez, C. Burgos-Mellado y M. A. Torres, "Distributed Event-Triggered Consensus Control for Modular Multilevel Converters," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*, vol. 6, n.º 2, págs. 536-546, 2025. DOI: 10.1109/JESTIE.2024.3490432.
- [10] L. Bourserie et al., "Power Hardware In-the-Loop validation of DC-DC power converter for offshore wind energy," en *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, 2019, P.1-P.10. DOI: 10.23919/EPE.2019.8914856.
- [11] A. Mora et al., "Model-Predictive-Control-Based Capacitor Voltage Balancing Strategies for Modular Multilevel Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, n.º 3, págs. 2432-2443, 2019. DOI: 10.1109/TIE.2018.2844842.
- [12] C. Burgos-Mellado, J. Pereda, A. Mora, R. Cardenas-Dobson y T. Dragicevic, "Distributed Control for Modular Multilevel Cascaded Converters: Toward a Fully Modular Topology," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 18, n.º 1, págs. 32-45, 2024. DOI: 10.1109/MIE.2023.3299080.
- [13] M. Diaz et al., "An Overview of Applications of the Modular Multilevel Matrix Converter," *Energies*, vol. 13, n.º 21, 2020, ISSN: 1996-1073. DOI: 10.3390/en13215546.
- [14] F. Martinez-Rodrigo, D. Ramirez, A. B. Rey-Boue, S. De Pablo y L. C. Herrero-de Lucas, "Modular Multilevel Converters: Control and Applications," *Energies*, vol. 10, n.º 11, 2017, ISSN: 1996-1073. DOI: 10.3390/en10111709.
- [15] Y. Luo, Z. Li, Y. Li y P. Wang, "A distributed control method for power module voltage balancing of modular multilevel converters," en *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2016, págs. 1-5. DOI: 10.1109/ECCE.2016.7854674.
- [16] H. Saad, X. Guillaud, J. Mahseredjian, S. Denetière y S. Nguéfeu, "MMC Capacitor Voltage Decoupling and Balancing Controls," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 30, n.º 2, págs. 704-712, 2015. DOI: 10.1109/TPWRD.2014.2338861.
- [17] L. Mathe, P. D. Burlacu y R. Teodorescu, "Control of a Modular Multilevel Converter With Reduced Internal Data Exchange," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 13, n.º 1, págs. 248-257, 2017. DOI: 10.1109/TII.2016.2598494.
- [18] Y. Zhou, D. Jiang, P. Hu, J. Guo, Y. Liang y Z. Lin, "A Prototype of Modular Multilevel Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, n.º 7, págs. 3267-3278, 2014. DOI: 10.1109/TPEL.2013.2278338.
- [19] B. P. McGrath, D. G. Holmes y W. Y. Kong, "A Decentralized Controller Architecture for a Cascaded H-Bridge Multilevel Converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, n.º 3, págs. 1169-1178, 2014. DOI: 10.1109/TIE.2013.2261032.
- [20] H. Geng, S. Li, C. Zhang, G. Yang, L. Dong y B. Nahid-Mobarakeh, "Hybrid Communication Topology and Protocol for Distributed-Controlled Cascaded H-Bridge Multilevel STATCOM," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, n.º 1, págs. 576-584, 2017. DOI: 10.1109/TIA.2016.2614629.

- [21] S. Neira, P. Poblete, J. Pereda y F. Nuñez, “Consensus-Based Distributed Control of a Multilevel Battery Energy Storage System,” en *2020 IEEE 21st Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 2020, págs. 1-7. DOI: 10.1109/COMPEL49091.2020.9265850.
- [22] W. Yao, J. Liu y Z. Lu, “Distributed Control for the Modular Multilevel Matrix Converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, n.º 4, págs. 3775-3788, 2019. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2849027.
- [23] D. V. Dimarogonas, E. Frazzoli y K. H. Johansson, “Distributed Event-Triggered Control for Multi-Agent Systems,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 57, n.º 5, págs. 1291-1297, 2012. DOI: 10.1109/TAC.2011.2174666.
- [24] Y. Fan, L. Liu, G. Feng e Y. Wang, “Self-Triggered Consensus for Multi-Agent Systems With Zeno-Free Triggers,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 60, n.º 10, págs. 2779-2784, 2015. DOI: 10.1109/TAC.2015.2405294.
- [25] D. Pullaguram, S. Mishra y N. Senroy, “Event-Triggered Communication Based Distributed Control Scheme for DC Microgrid,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 33, n.º 5, págs. 5583-5593, 2018. DOI: 10.1109/TPWRS.2018.2799618.
- [26] M. Tahir y S. K. Mazumder, “Self-Triggered Communication Enabled Control of Distributed Generation in Microgrids,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 11, n.º 2, págs. 441-449, 2015. DOI: 10.1109/TII.2015.2402616.
- [27] Y. Fan, G. Hu y M. Egerstedt, “Distributed Reactive Power Sharing Control for Microgrids With Event-Triggered Communication,” *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 25, n.º 1, págs. 118-128, 2017. DOI: 10.1109/TCST.2016.2552982.
- [28] S. Wen, X. Yu, Z. Zeng y J. Wang, “Event-Triggering Load Frequency Control for Multiarea Power Systems With Communication Delays,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, n.º 2, págs. 1308-1317, 2016. DOI: 10.1109/TIE.2015.2399394.
- [29] G. S. Seyboth, D. V. Dimarogonas y K. H. Johansson, “Event-based broadcasting for multi-agent average consensus,” *Automatica*, vol. 49, n.º 1, págs. 245-252, 2013, ISSN: 0005-1098. DOI: 10.1016/j.automatica.2012.08.042.
- [30] X.-M. Zhang, Q.-L. Han y B.-L. Zhang, “An Overview and Deep Investigation on Sampled-Data-Based Event-Triggered Control and Filtering for Networked Systems,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 13, n.º 1, págs. 4-16, 2017. DOI: 10.1109/TII.2016.2607150.
- [31] I. Ahmed, M. Rehan y N. Iqbal, “A Novel Exponential Approach for Dynamic Event-Triggered Leaderless Consensus of Nonlinear Multi-Agent Systems Over Directed Graphs,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 69, n.º 3, págs. 1782-1786, 2022. DOI: 10.1109/TCSII.2021.3120791.
- [32] J. Yoo y K. H. Johansson, “Event-Triggered Model Predictive Control With a Statistical Learning,” *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, vol. 51, n.º 4, págs. 2571-2581, 2021. DOI: 10.1109/TSMC.2019.2916626.

- [33] L. Sedghi, Z. Ijaz, M. Noor-A-Rahim, K. Withephanich y D. Pesch, “Machine Learning in Event-Triggered Control: Recent Advances and Open Issues,” *IEEE Access*, vol. 10, págs. 74 671-74 690, 2022. DOI: 10.1109/ACCESS.2022.3191343.
- [34] M. Espinoza, R. Cárdenas, M. Díaz, A. Mora y D. Soto, “Modelling and control of the modular multilevel converter in back to back configuration for high power induction machine drives,” en *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2016, págs. 5046-5051. DOI: 10.1109/IECON.2016.7793979.
- [35] J. Kolb, F. Kammerer, M. Gommeringer y M. Braun, “Cascaded Control System of the Modular Multilevel Converter for Feeding Variable-Speed Drives,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, n.º 1, págs. 349-357, 2015. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2299894.
- [36] A. Dorri, S. S. Kanhere y R. Jurdak, “Multi-Agent Systems: A Survey,” *IEEE Access*, vol. 6, págs. 28 573-28 593, 2018. DOI: 10.1109/ACCESS.2018.2831228.
- [37] G. Antonelli, “Interconnected dynamic systems: An overview on distributed control,” *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 33, n.º 1, págs. 76-88, 2013. DOI: 10.1109/MCS.2012.2225929.
- [38] J. Qin et al., “Recent Advances in Consensus of Multi-Agent Systems: A Brief Survey,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017. DOI: 10.1109/tie.2016.2636810.
- [39] W. Ren, W. Ren, R. W. Beard, R. W. Beard, E. M. Atkins y E. M. Atkins, “Information consensus in multivehicle cooperative control,” *IEEE Control Systems Magazine*, 2007. DOI: 10.1109/mcs.2007.338264.
- [40] M. M. Zavlanos, M. M. Zavlanos, M. Egerstedt, M. Egerstedt, G. J. Pappas y G. J. Pappas, “Graph-Theoretic Connectivity Control of Mobile Robot Networks This paper develops an analysis for groups of vehicles connected by a communication network; control laws are formulated to accomplish tasks requiring rendezvous, and swarm in group formations.,” *Proceedings of the IEEE*, 2011. DOI: 10.1109/jproc.2011.2157884.
- [41] G. Antonelli, “Interconnected dynamic systems: An overview on distributed control,” *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 33, n.º 1, págs. 76-88, 2013. DOI: 10.1109/MCS.2012.2225929.
- [42] Y. Cao, W. Yu, W. Ren y G. Chen, “An Overview of Recent Progress in the Study of Distributed Multi-Agent Coordination,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, n.º 1, págs. 427-438, 2013. DOI: 10.1109/TII.2012.2219061.
- [43] L. Ding, Q.-L. Han, X. Ge y X.-M. Zhang, “An Overview of Recent Advances in Event-Triggered Consensus of Multiagent Systems,” *IEEE Transactions on Cybernetics*, vol. 48, n.º 4, págs. 1110-1123, 2018. DOI: 10.1109/TCYB.2017.2771560.
- [44] C. Peng y F. Li, “A survey on recent advances in event-triggered communication and control,” *Information Sciences*, vol. 457-458, págs. 113-125, 2018, ISSN: 0020-0255. DOI: 10.1016/j.ins.2018.04.055.

- [45] P. Tabuada, “Event-Triggered Real-Time Scheduling of Stabilizing Control Tasks,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 52, n.º 9, págs. 1680-1685, 2007. DOI: 10.1109/TAC.2007.904277.
- [46] W. Heemels, K. Johansson y P. Tabuada, “An introduction to event-triggered and self-triggered control,” en *2012 IEEE 51st IEEE Conference on Decision and Control (CDC)*, 2012, págs. 3270-3285. DOI: 10.1109/CDC.2012.6425820.
- [47] R. Postoyan, P. Tabuada, D. Nesic y A. Anta, “Event-triggered and self-triggered stabilization of distributed networked control systems,” ago. de 2011. DOI: 10.1109/CDC.2011.6160795.
- [48] X. Yi, K. Liu, D. V. Dimarogonas y K. H. Johansson, “Dynamic Event-Triggered and Self-Triggered Control for Multi-agent Systems,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 64, n.º 8, págs. 3300-3307, 2019. DOI: 10.1109/TAC.2018.2874703.
- [49] H. E. Toosi, A. Merabet, A. M. Ghias y A. Swingler, “Central Power Management System for Hybrid PV/Battery AC-Bus Microgrid Using Typhoon HIL,” en *2019 IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2019, págs. 1053-1058. DOI: 10.1109/ISIE.2019.8781277.
- [50] T. Moldovan, R. Ințe, R.-O. Nemeș, M. Ruba y C. Martiș, “Typhoon HIL Real-Time Validation of Permanent Magnet Synchronous Motor’s Control,” en *2021 9th International Conference on Modern Power Systems (MPS)*, 2021, págs. 1-6. DOI: 10.1109/MPS52805.2021.9492619.
- [51] R. Collin, M. Stephens y A. von Jouanne, “Development of SiC-Based Motor Drive Using Typhoon HIL 402 as System-Level Controller,” en *2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2020, págs. 2689-2695. DOI: 10.1109/ECCE44975.2020.9236201.
- [52] J.-h. Kim, H.-s. Kim, J.-w. Hong, J.-c. Lee y H.-j. Jung, “Analysis of Power Oscillation Damping Performance in Grid-forming VSC HVDC System Using RTDS HILS,” en *2024 International Conference on HVDC (HVDC)*, 2024, págs. 1003-1008. DOI: 10.1109/HVDC62448.2024.10722952.
- [53] J. J. Poon, M. A. Kinsy, N. A. Pallo, S. Devadas e I. L. Celanovic, “Hardware-in-the-loop testing for electric vehicle drive applications,” en *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2012, págs. 2576-2582. DOI: 10.1109/APEC.2012.6166186.
- [54] P. Chudy, P. Dittrich y P. Rzucidlo, “Hil simulation of a light aircraft flight control system,” en *2012 IEEE/AIAA 31st Digital Avionics Systems Conference (DASC)*, 2012, págs. 6D1-1-6D1-13. DOI: 10.1109/DASC.2012.6382395.
- [55] Y. Huo y G. Grusso, “Hardware-in-the-Loop Framework for Validation of Ancillary Service in Microgrids: Feasibility, Problems and Improvement,” *IEEE Access*, vol. 7, págs. 58 104-58 112, 2019. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2914346.

- [56] A. Khanlou, A. Moses, T. Meydan y P. Beckley, “A computerised on-line power loss testing system for the steel industry, based on the RCP compensation technique,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 31, n.º 6, págs. 3385-3387, 1995. DOI: 10.1109/20.490390.
- [57] G. F. Lauss, M. O. Faruque, K. Schoder, C. Dufour, A. Viehweider y J. Langston, “Characteristics and Design of Power Hardware-in-the-Loop Simulations for Electrical Power Systems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, n.º 1, págs. 406-417, 2016. DOI: 10.1109/TIE.2015.2464308.
- [58] Y. Arias-Esquivel, R. Cárdenas, M. Diaz y L. Tarisciotti, “Continuous Control Set Model Predictive Control of a Hybrid Modular Multilevel Converter for Wind Energy Applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 71, n.º 11, págs. 14 287-14 297, 2024. DOI: 10.1109/TIE.2024.3370982.
- [59] M. Amirrezai, N. Tashakor, A. Hashemi-Zadeh, H. D. Schotten y S. Goetz, “Cyber-Secured Modular Multilevel Converters against False-Data Injection Attacks through Concurrent Estimators,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, págs. 1-1, 2025. DOI: 10.1109/JESTPE.2025.3567189.
- [60] C. Burgos-Mellado et al., “Cyber-Attacks in Modular Multilevel Converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, n.º 7, págs. 8488-8501, 2022. DOI: 10.1109/TPEL.2022.3147466.
- [61] Y.-W. Wang, Y. Lei, T. Bian y Z.-H. Guan, “Distributed Control of Nonlinear Multi-agent Systems With Unknown and Nonidentical Control Directions via Event-Triggered Communication,” *IEEE Transactions on Cybernetics*, vol. 50, n.º 5, págs. 1820-1832, 2020. DOI: 10.1109/TCYB.2019.2908874.
- [62] Z. Zhang, Z. Han, H. Hu, Y. Fan, J. Fan e Y. Shu, “Self-adaptive system state optimization based on nonlinear affine transformation for renewable energy volatility,” *Renewable Energy*, vol. 230, pág. 120 846, 2024, ISSN: 0960-1481. DOI: 10.1016/j.renene.2024.120846.
- [63] V. D. R. Dreke, S. Duan y M. Lazar, “Consensus-based distributed model predictive control applied to modular multilevel converters,” en *2023 IEEE Conference on Control Technology and Applications (CCTA)*, 2023, págs. 1071-1076. DOI: 10.1109/CCTA54093.2023.10253290.
- [64] R. Olfati-Saber y R. Murray, “Consensus problems in networks of agents with switching topology and time-delays,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 49, n.º 9, págs. 1520-1533, 2004. DOI: 10.1109/TAC.2004.834113.
- [65] Z. Li, Z. Duan, G. Chen y L. Huang, “Consensus of Multiagent Systems and Synchronization of Complex Networks: A Unified Viewpoint,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 57, n.º 1, págs. 213-224, 2010. DOI: 10.1109/TCSI.2009.2023937.

-
- [66] Y. Fan, G. Feng, Y. Wang y C. Song, “Distributed event-triggered control of multi-agent systems with combinational measurements,” *Automatica*, vol. 49, n.º 2, págs. 671-675, 2013, ISSN: 0005-1098. DOI: 10.1016/j.automatica.2012.11.010.

Apéndice A

Problema de Consenso en MAS

Considerando un sistema de consenso continuo descrito por

$$\dot{x}(t) = -Lx(t), \quad (\text{A.1})$$

las variables de estado $x(t)$ convergen al subespacio nulo de L , es decir, al consenso, cuando el grafo G es conectado.

A.1. Estabilidad y Convergencia

Si el grafo G es no dirigido y conexo, entonces la matriz Laplaciana L es simétrica y semidefinida positiva. En consecuencia, sus valores propios pueden ordenarse como: [64], [65]:

$$0 = \lambda_1 < \lambda_2 \leq \dots \leq \lambda_n.$$

Además, para cualquier $x \in \mathbb{R}^n$ tal que $\mathbf{1}^T x = 0$, se cumple:

$$\frac{x^T L x}{\|x\|_2^2} \geq \lambda_2, \quad \text{para algún } x \neq 0 \text{ y } \mathbf{1}^T x = 0. \quad (\text{A.2})$$

Esta propiedad implica que la dinámica del sistema garantiza la convergencia global al consenso promedio. Es decir,

$$\lim_{t \rightarrow \infty} x_i(t) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i(0), \quad \forall i.$$

Apéndice B

Casos de Disparo del LC

En los sistemas de control basados en eventos, la acción de control se determina mediante una ETC que debe satisfacer una pertenencia a un conjunto definido, es decir, $\mu(t_c) \in E$, donde $E \subseteq \mathbb{R}^n$. Este conjunto E define las regiones del espacio donde se permite que ocurra un evento, determinando así el momento y la forma en que se actualiza la acción de control.

De acuerdo con el comportamiento dinámico del sistema, se pueden identificar los siguientes casos principales de disparo [66]:

- ◇ **Caso 1: Disparo singular.** Existe un tiempo $t_1^i \geq 0$ tal que $\mu(t_1^i) \in E$ y $\mu(t_c) \notin E$ para todos $t_c \geq t_1^i$. Esto implica que ocurre un único evento en todo el tiempo futuro, es decir, no se mantiene una acción de control continua.
- ◇ **Caso 2: Disparo continuo.** Existe un tiempo $\tau^i \geq 0$ tal que $\mu(t_c) \in E$ para todos $t_c \geq \tau^i$. Este caso indica que la condición de disparo se cumple constantemente, resultando en un consumo excesivo de recursos computacionales LC .
- ◇ **Caso 3: Secuencia infinita de disparos.** Existe una secuencia infinita de tiempos de disparo $t_1^i, t_2^i, \dots, t_k^i, \dots$ tal que: $\mu(t_c) \in E$ para $t_c = t_k^i$ y $\mu(t_c) \notin E$ para $t_c \neq t_k^i$.

Caso 3 se puede dividir en dos subcasos:

- ◇ **Caso 3.a : Disparo Zeno.** $\lim_{k \rightarrow \infty} t_k^i < \infty$. Los eventos de disparo se vuelven infinitamente densos en un intervalo finito de tiempo, lo que resulta en un comportamiento no realizable físicamente.
- ◇ **Caso 3.b : Disparo regular.** $\lim_{k \rightarrow \infty} t_k^i = \infty$. Los eventos de disparo ocurren a lo largo del tiempo infinito con intervalos crecientes. Este es el comportamiento deseado, ya que garantiza estabilidad y seguimiento continuo sin sobrecarga.

Apéndice C

Resultados Complementarios

C.1. Experimento 1

La Figura C.1 compara el desempeño del LC_1 del brazo superior de la fase b , respecto a su contraparte tradicional basada en consenso [6]. Esta comparación se realiza índice por índice; es decir, para cada índice evaluado, se presentan tanto el desempeño de la estrategia propuesta como el del controlador clásico basado en consenso. Estos índices, corresponden a la actualización de la acción de control local (Index1), a la actualización de los voltajes vecinos vista desde el LC i -ésimo (Index2) y a la actualización del voltaje local (Index3).

Como se ilustra en la Figura C.1, la estrategia de control tradicional basada en consenso es de carácter sincrónico. Esto implica que el algoritmo de control se ejecuta en cada paso de tiempo del CC, independientemente de la necesidad real del convertidor. Tal comportamiento se evidencia en el desempeño de los índices, revelando que el enfoque tradicional resulta ineficiente y sobredimensionado para la gestión del control intracluster del MMC.

Comparación de Index1: Se observa que las estrategias ET_1 , ET_2 , PST y ST presentan un desempeño superior en relación con este índice, reflejando una reducción en la cantidad de eventos de control en comparación con el enfoque tradicional.

Comparación de Index2: Se evidencia que las estrategias ET_1 y ET_2 mantienen un comportamiento similar al del consenso tradicional, sin mejoras en la eficiencia del canal de comunicación distribuido. En contraste, las estrategias PST y ST logran optimizar el uso del canal, reduciendo el ancho de banda necesario para la comunicación distribuida.

Comparación de Index3: Se destaca que la estrategia ST es la única que aborda de manera efectiva esta problemática, logrando una reducción significativa en la carga computacional de los LC s.

◊ Comparación de las propuestas en relación con estrategia basada en consenso de los LC s del brazo superior de la fase b :

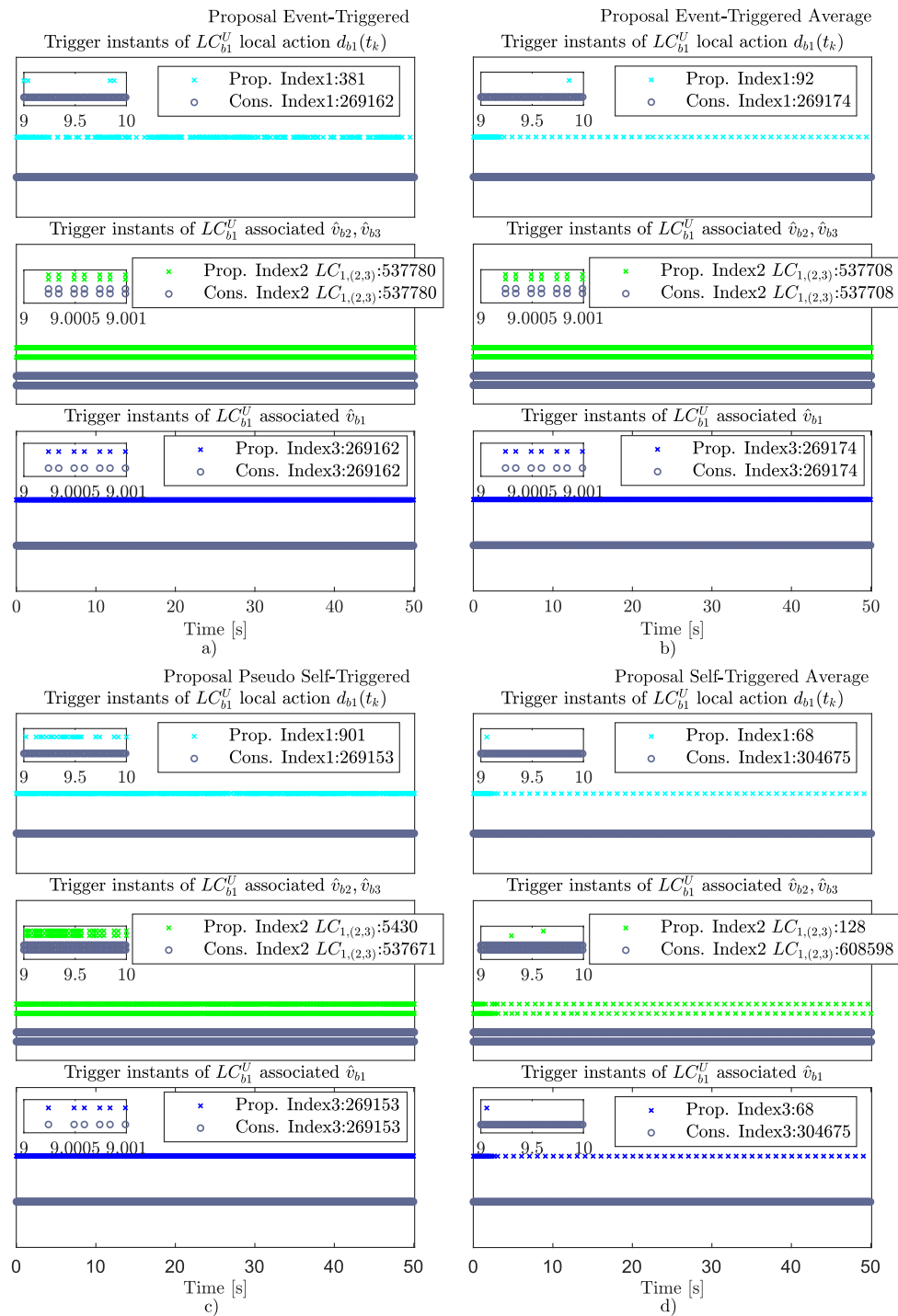


Figura C.1: Instantes de disparos de los controladores propuestos a) ET_1 b) ET_2 c) PST d) ST .

C.2. Experimento 3

La Figura C.2 compara el desempeño de un LC específico, en este caso, el LC_1 del brazo superior de la fase b , con respecto a su contraparte tradicional basada en consenso. Esta comparación se realiza índice por índice; es decir, para cada índice evaluado, se presentan tanto el desempeño de la estrategia propuesta como el del controlador clásico basado en consenso. También se debe notar que el desempeño de las estrategias propuestas (ET_1 , ET_2 , PST y ST) son análogas a las del experimento 1, manteniéndose la relación de eventos-propuestas, manteniendo el mismo orden de eficiencia relativa en el uso de recursos.

- **Comparación de Index1:** Se observa que bajo escenarios de fallas las estrategias ET_1 , ET_2 , PST y ST presentan respuestas acordes a las fallas descritas, reflejando una reducción en la cantidad de eventos de control en comparación con el enfoque tradicional. Además, se observa la densidad de eventos en los intervalos de fallas.
- **Comparación del Index2:** Se observa que, ante escenarios de fallas, las estrategias ET_1 y ET_2 presentan un comportamiento comparable al del control por consenso tradicional, sin lograr una reducción significativa en el uso del canal de comunicación distribuido. En contraste, las estrategias PST y ST muestran una mejora considerable en la eficiencia de dicho canal, respondiendo adecuadamente a los escenarios planteados y activando la comunicación solo cuando es estrictamente necesaria, lo cual contribuye a la reducción del ancho de banda utilizado.
- **Comparación del Index3:** Se observa que, ante escenarios de fallas, la estrategia ST consigue una reducción significativa en la carga computacional de los LCs . Además, se evidencia la activación de eventos en respuesta a las fallas más críticas, lo que permite a los controladores gestionar eficientemente las perturbaciones sin sobrecargar el sistema.

◊ Comparación de las propuestas en relación con estrategia basada en consenso de los LC s del brazo superior de la fase b :

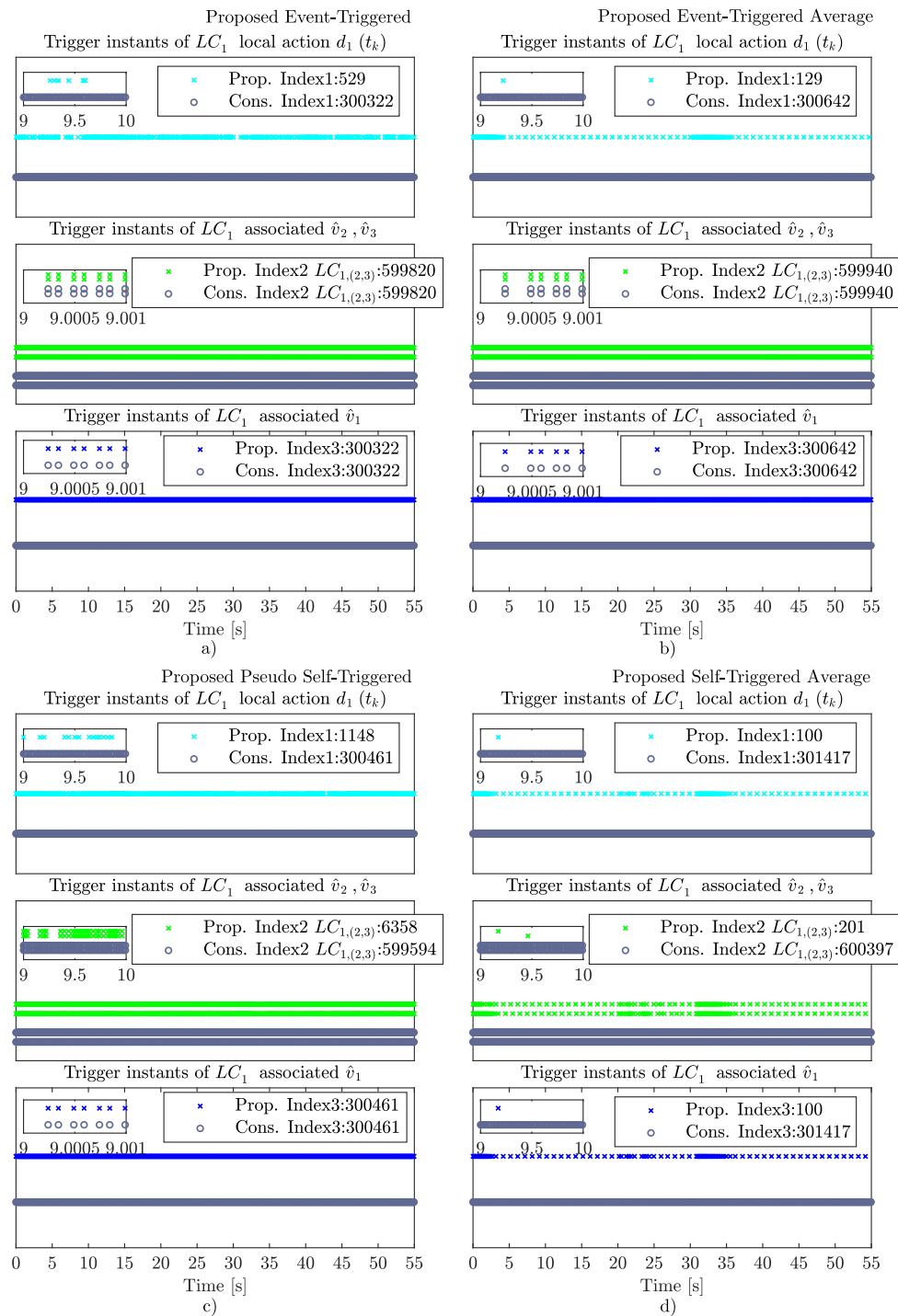


Figura C.2: Instantes de disparos de los controladores propuestos a) ET₁ b) ET₂ c) PST d) ST.

Apéndice D

Artículos de Investigación Derivados de la Tesis

Journal

1. A. K. Verma, **R. Zuloaga**, H. M. Levis Calluil, M. Martinez-Gomez, C. Burgos-Mellado, and M. A. Torres, “Distributed Event-Triggered Consensus Control for Modular Multilevel Converters,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*, vol. 6, no. 2, pp. 536–546, 2025. <https://doi.org/10.1109/JESTIE.2024.3490432>
2. A. Villalón, C. Burgos-Mellado, M. Rivera, **R. Zuloaga**, H. Levis, P. Wheeler, and L. Y. García, “Real-Time Model Predictive Control for Two-Level Voltage Source Inverters with Optimized Switching Frequency,” *Applied Sciences*, vol. 15, no. 13, Art. no. 7365, 2025. <https://doi.org/10.3390/app15137365>
3. **R. Zuloaga**, M. Martinez-Gomez, H. Levis, C. Burgos-Mellado, Andrés Mora and Diego Muñoz, “A Distributed Event-Triggered Control Scheme for Intra-Cluster Voltage Regulation in Modular Multilevel Converters,” (enviado)

Conference

1. H. Levis, **R. Zuloaga**, A. Villalón, M. Rivera, and C. Burgos-Mellado, “Model Predictive Voltage Control Strategies for Two-Level Voltage Source Inverters,” in *Proc. IECON 2024 - 50th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2024, pp. 1–6. <https://doi.org/10.1109/IECON55916.2024.10905553>

Pasantía

1. Pasantía de investigación en *Power Electronics, Machines and Control Research Group* en *University of Nottingham* trabajando bajo la tutela del profesor Marco Rivera y Claudio Burgos.